

JP2004153585

PUB DATE: 2004-05-27

APPLICANT: SONY ERICSSON MOBILECOMMUNICATIONS JAPAN INC

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US20040091026

PUB DATE: 2004-05-13

APPLICANT: NAKAYAMA TAKASHI, ; SONY ERICSSON MOBILE COMMUNICATIONS
JAPAN, INC



Espacenet

Bibliographic data: JP 2004153585

(A)

CIRCUIT AND METHOD FOR DETECTING FREQUENCY SHIFT AND PORTABLE COMMUNICATION TERMINAL

Publication date: 2004-05-27

Inventor(s): NAKAYAMA TAKASHI ±

Applicant(s): SONY ERICSSON MOBILE COMM JP ±

Classification: international: H04B1/707; H04B7/06; H04B7/08; H04B7/26; H04L27/00; H04L7/00; (IPC1-7): H04B1/707; H04B7/06; H04B7/08; H04B7/26; H04L7/00

- European: H04B1/7113; H04L27/00R

Application number: JP20020316929 20021031

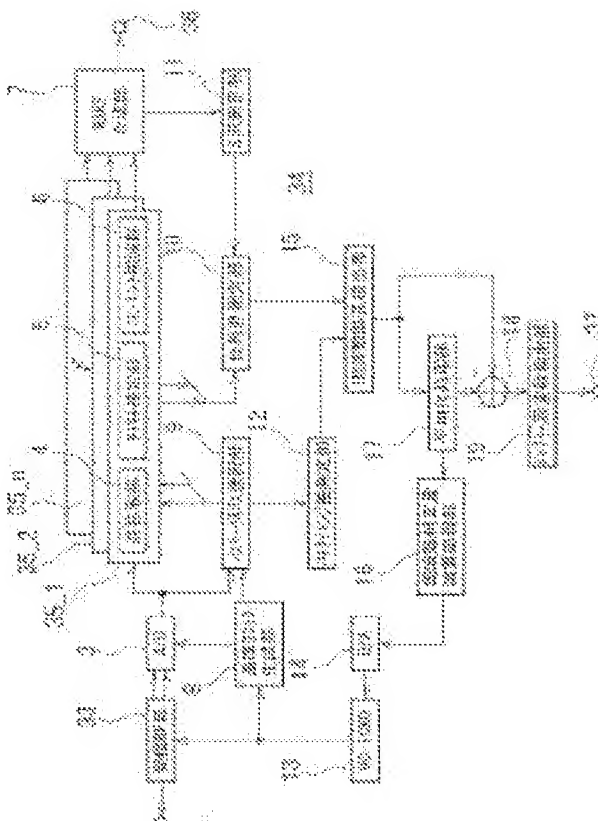
Priority number (s): JP20020316929 20021031

Also published as:

- JP 3877198 (B2)
- EP 1418892 (A2)
- EP 1418892 (A3)
- US 2004091026 (A1)
- US 7274727 (B2)
- more

Abstract of JP 2004153585 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To secure an excellent receiving characteristic by detecting a Doppler frequency with high accuracy and preventing a transmission diversity effect from deteriorating. ; SOLUTION: A reception demodulating unit 34 has a path search and path selection unit 9 for measuring a delay profile of a multipath spread signal, respective finger processing units 35_1 to 35_n for despreading a spread signal of each path, calculating a phase variation component as a channel estimate value for each path and using the channel estimate value to perform coherent detection, a phase difference measuring unit 10 for measuring a phase difference from the phase variation component of each channel estimate value, a path timing difference measuring unit 12 for measuring a periodical path timing difference by the delay profile, a frequency error detecting unit 15 for using the path timing difference and the phase difference to detect a signal frequency error, and a Doppler frequency detecting unit 19 for detecting a Doppler frequency on the basis of the frequency error. ; COPYRIGHT: (C)2004,JPO



(11)特許出願公開番号

特開2004-153585

(P2004-153585A)

(43) 公開日 平成16年5月27日(2004.5.27)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04B 1/707	HO4 J 13/00 D	5K022
H04B 7/06	HO4 B 7/06	5K047
H04B 7/08	HO4 B 7/08 D	5K059
H04B 7/26	HO4 L 7/00 F	5K067
H04L 7/00	HO4 B 7/26 D	

審査請求 未請求 請求項の数 33 O L (全 23 頁)

審査請求 未請求 請求項の数 33 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2002-316929 (P2002-316929)	(71) 出願人	501431073
(22) 出願日	平成14年10月31日 (2002.10.31)		ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社
			東京都港区港南1丁目8番15号 Wビル
		(74) 代理人	100117514
			弁理士 佐々木 敦朗
		(72) 発明者	仲山 隆
			東京都港区港南1丁目8番15号 ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社内
		Fターム(参考)	5K022 EE02 EE14 EE21 EE36
			5K047 AA01 AA05 BB01 EE00 GG10
			GG11 MM13 MM60
			5K059 AA08 BB08 CC00 DD31
			最終頁に続く

[最終頁に続く](#)

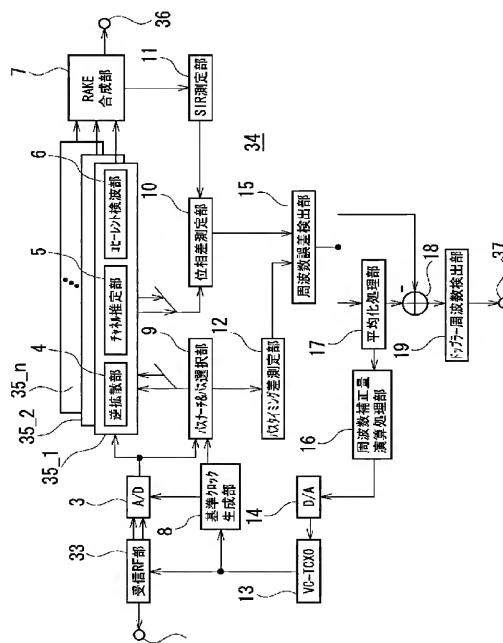
(54) 【発明の名称】 周波数偏移検出回路及び周波数偏移検出方法、携帯通信端末

(57) 【要約】

【課題】ドップラー周波数を精度良く検出し、送信ダイバーシチ効果の劣化を防ぎ、良好な受信特性を確保する

【解決手段】受信復調部 34 は、マルチパス拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択するパスサーチ&パス選択部 9 と、各パスの拡散信号を逆拡散し、各パスに対するチャネル推定値としての位相変動成分を求め、そのチャネル推定値を用いてコヒーレント検波する各フィンガー処理部 35 — 1 ~ 35 — n と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部 10 と、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部 12 と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部 15 と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部 19 とを有する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、上記複数のパスの中から最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、

上記パス選択部により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散し、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、

上記各フィンガー処理部による各位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、

上記遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、

上記パスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、

上記周波数誤差を基に、ドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 2】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部からの周波数誤差を平均化する平均化処理部と、

上記平均化後の周波数誤差と現在の周波数誤差との差分を求める演算部とを有し、

上記ドップラー周波数検出部は、上記演算部による差分演算後の周波数誤差により上記ドップラー周波数を表す情報を生成することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 3】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記位相差測定部は、最大信号振幅を持つパスが割り当てられたフィンガー処理部からの位相変動成分のみを用いて上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 4】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記位相差測定部は、上記各フィンガー処理部に割り当てられた各パスの信号振幅に対応して、上記各位相変動成分を最大比合成して得られた信号を用い、上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 5】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パイロットシンボルはスロット毎に複数配されており、

上記位相差測定部は、1 スロット内の各パイロットシンボル間の位相変動成分から測定した第 1 の位相差と、少なくとも 2 スロットのパイロットシンボル群間の位相変動成分から測定した第 2 の位相差とを求め、

上記周波数誤差検出部は、上記第 1 の位相差を用いて大まかな周波数誤差を検出し、上記第 2 の位相差を用いて細かな周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 6】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パスタイミング差測定部は、所定のしきい値を超える最大信号振幅を持つパスに対応した遅延プロファイルのみを用いて上記パスタイミング差を測定することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 7】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パスタイミング差測定部は、所定のしきい値を超える信号振幅を持つ全てのパスについてパスタイミング差を測定し、各パスの信号振幅に対応して、それら各パスタイミング差を最大比合成することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 8】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パス選択部は、任意に設定可能な時間により上記遅延プロファイルを平均化すること
を特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 9】

請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記各フィンガー処理部によるコヒーレント検波後の信号を最大比合成する合成部と、

上記最大比合成された信号を用いて希望波信号電力対干渉信号電力比を測定する測定部と
を有し、

上記位相差測定部は、上記測定部からの測定値により上記位相差の信頼度情報を生成し、
当該信頼度情報を上記位相差に付加することとを特徴とする周波数偏移検出回路。

10

【請求項 10】

請求項 9 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記バスタイミング差測定部は、上記測定したバスタイミング差の信頼度情報を生成し、

当該信頼度情報により上記測定したバスタイミング差に重み付けを行うことを特徴とする
周波数偏移検出回路。

【請求項 11】

請求項 10 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記バスタイミング差に
付加された信頼度情報とを比較し、上記位相差とバスタイミング差のうち何れか信頼度の
高い方を用いて周波数誤差を検出することとを特徴とする周波数偏移検出回路。

20

【請求項 12】

請求項 10 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記バスタイミング差に
付加された信頼度情報を、それぞれ重み付けとして上記位相差とバスタイミング差に対し
て最大比合成を行い、当該最大比合成後の情報から周波数誤差を検出することとを特徴とす
る周波数偏移検出回路。

【請求項 13】

複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、上記複数のパスの中から最
適なパスをサーチして選択し、

上記パスの選択により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散
し、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対
する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いて
コヒーレント検波するフィンガー処理を行い、

30

上記各フィンガー処理による各位相変動成分から位相差を測定し、

上記遅延プロファイルにより周期的なバスタイミング差を測定し、

上記バスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出し、

上記周波数誤差を基に、ドップラー周波数を検出する

ことを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 14】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

40

上記周波数誤差を平均化し、

上記平均化後の周波数誤差と現在の周波数誤差との差分を求め、

上記ドップラー周波数検出の際は、上記差分の演算後の周波数誤差により上記ドップラー
周波数を表す情報を生成することとを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 15】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記位相差測定の際は、最大信号振幅を持つパスが割り当てられたフィンガー処理による
位相変動成分のみを用いて上記位相差を測定することとを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 16】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

50

上記位相差測定の際は、上記各フィンガー処理により割り当てられた各パスの信号振幅に対応して、上記各位相変動成分を最大比合成して得られた信号を用いて上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 17】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記パイロットシンボルはスロット毎に複数配されており、

上記位相差測定の際は、1 スロット内の各パイロットシンボル間の位相変動成分から測定した第 1 の位相差と、少なくとも 2 スロットのパイロットシンボル群間の位相変動成分から測定した第 2 の位相差とを求め、

上記周波数誤差検出の際は、上記第 1 の位相差を用いて大まかな周波数誤差を検出し、上記第 2 の位相差を用いて細かな周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出方法。

10

【請求項 18】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記バスタイミング差測定の際は、所定のしきい値を超える最大信号振幅を持つパスに対応した遅延プロファイルのみを用いて上記バスタイミング差を測定することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 19】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記バスタイミング差測定の際は、所定のしきい値を超える信号振幅を持つ全てのパスについてバスタイミング差を測定し、各パスの信号振幅に対応して、それら各バスタイミング差を最大比合成することを特徴とする周波数偏移検出方法。

20

【請求項 20】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記パス選択の際は、任意に設定可能な時間により上記遅延プロファイルを平均化することとを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 21】

請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記各フィンガー処理によるコヒーレント検波後の信号を最大比合成し、

上記最大比合成された信号を用いて希望波信号電力対干渉信号電力比を測定し、

上記位相差測定の際は、上記希望波信号電力対干渉信号電力比の測定値により上記位相差の信頼度情報を生成し、当該信頼度情報を上記位相差に付加することを特徴とする周波数偏移検出方法。

30

【請求項 22】

請求項 21 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記バスタイミング差測定の際は、上記測定したバスタイミング差の信頼度情報を生成し、当該信頼度情報により上記測定したバスタイミング差に重み付けを行うことを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 23】

請求項 22 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記周波数誤差検出の際は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記バスタイミング差に付加された信頼度情報とを比較し、上記位相差とバスタイミング差のうち何れが信頼度の高い方を用いて周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出方法。

40

【請求項 24】

請求項 22 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記周波数誤差検出の際は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記バスタイミング差に付加された信頼度情報を、それぞれ重み付けとして上記位相差とバスタイミング差に対して最大比合成を行い、当該最大比合成後の値から周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 25】

50

拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信回路と、
複数のパスを通過して受信された受信信号の遅延プロファイルを測定し、上記複数のパスの中から最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、上記パス選択部により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散し、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、上記各フィンガー処理部による各位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、上記遅延プロファイルにより周期的なバスタイミング差を測定するバスタイミング差測定部と、上記バスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、上記周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する周波数偏移検出回路とを備えた
ことを特徴とする携帯通信端末。

10

【請求項 26】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
上記パス選択部は、基地局からのダウンリンクの位相基準となる所定の共通制御チャネルの信号を用いて上記遅延プロファイルを測定することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 27】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
上記バスタイミング差測定部は、基地局からのダウンリンクの位相基準となる所定の共通制御チャネルの信号を用いて上記バスタイミング差を測定することを特徴とする携帯通信
端末。

20

【請求項 28】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
上記位相差測定部は、基地局からのダウンリンクの所定の個別チャネルに含まれる上記パイロットシンボルにより得られた上記位相変動成分から上記位相差を測定することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 29】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
上記送受信時に使用される基準周波数信号を発生する基準周波数信号発生部と、
上記周波数誤差検出部からの周波数誤差を平均化する平均化処理部と、
上記平均化後の周波数誤差から上記基準周波数信号を補正するための補正量を生成する周波数補正量演算部とを備えることを特徴とする携帯通信端末。

30

【請求項 30】

請求項 29 記載の携帯通信端末であって、
上記平均化処理部は、任意に設定可能な時間により上記周波数誤差を平均化することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 31】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
少なくともアップリンクの制御チャネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、

40

上記送受信回路の送受信特性を制御する制御部とを備え、
上記制御情報生成部は、上記検出されたドップラー周波数に応じた情報をアップリンクの所定の個別制御チャネルに挿入することで上記基地局側へ報告し、
上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの返答に応じて上記送受信回路の受信特性を最適化制御することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 32】

請求項 25 記載の携帯通信端末であって、
少なくともアップリンクの制御チャネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、
上記送受信回路の送受信特性を制御する制御部とを備え、

50

上記制御情報生成部は、上記検出されたドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバースチチを行うべきか否か判定し、その判定結果に応じた情報をアップリンクの所定の個別制御チャンネルに挿入することによって上記基地局側へ報告し、
上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの応答に応じて上記送受信回路の受信特性を最適化制御することとを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 33】

拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信部と、
上記送受信部の送受信特性を制御する制御部と、
少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、

10

受信信号のドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部と、
上記検出されたドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバースチチを行うべきか否か判定する判定部とを備え、
上記制御情報生成部は、上記判定結果に応じた情報をアップリンクの制御チャンネルに挿入することによって上記基地局側へ報告し、
上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの応答に応じて上記送受信部の受信特性を最適化制御することとを特徴とする携帯通信端末。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

20

本発明は、例えば直接拡散－符号分割多元接続方式（以下、DS－CDMA方式と呼ぶ）を採用した携帯通信端末（移動体通信端末）と、当該DS－CDMA方式に好適な周波数偏移検出回路及び検出方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

スペクトラム拡散通信技術を利用したCDMA（Code Division Multiple Access）通信方式によれば、送信側は伝送すべき信号を拡散符号により広い帯域に拡散して送信を行い、一方、受信側は送信側と同一の拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより元の信号を復元する。当該通信方式は、マルチパスフェージングに強く、データレート的高速化が可能、通信品質が良好、周波数利用効率が高い、などの特徴を有している。このようなことから、次世代移動体通信方式は、IMT－2000における無線アクセス方式として、CDMA通信方式の発展系であるDS－CDMA方式（直接拡散－符号分割多元接続方式、W－CDMA方式）が採用されている。

30

【0003】

このDS－CDMA方式に関しては、現在3GPP（3rd Generation Partnership Project）において標準化が行われており、その仕様書の中で送信ダイバースチチの適用が決定されている。すなわち、一般に、移動局側は、スペースダイバースチチの効果を十分に生かしたまま、回路規模を小さくし、低消費電流化、低コスト化を行い、小型化を実現することは難しい。したがって、3GPPでは、その問題を解決するために、移動局側においてスペースダイバースチチ受信を行う代わりに、基地局側において複数のアンテナを用いて信号の送信を行う送信ダイバースチチを採用することになっている。この送信ダイバースチチによれば、移動局の構成の複雑さを増大させることなく、ダウンリンクの受信特性を改善することが可能となる。

40

【0004】

上記送信ダイバースチチには、予め決められた順序パターンにより複数アンテナから送信を行う閉ループ送信ダイバースチチと、移動局側から送信されるフィードバック情報に基づいて基地局側で重み付けをして複数アンテナから送信を行う閉ループ送信ダイバースチチの大きく二つの方式がある。

【0005】

閉ループ送信ダイバースチチは、その原理上、低速移動時つまりドップラー周波数が小さい

50

場合には受信特性の改善に効果がある。その一方で、当該閉ループ送信ダイバースチは、高速移動時つまりドップラー周波数が大きい場合には基地局でのフィードバック情報の受信誤りや伝搬路特性の変動に対する追従が遅れることにより、受信特性が劣化することが知られている。このため、移動局側において現在のドップラー周波数を検出し、その大きさに応じて閉ループ送信ダイバースチを行うかどうかの判断をすることは、受信特性の向上に対して重要となる。なお、ドップラー周波数が大きい場合の受信特性劣化については、非特許文献1などに詳細な報告がなされている。

【0006】

ここで、ドップラー周波数を検出する方法として、特許文献1には、移動局における受信信号のレベルが一定値以下になる平均時間を求めることにより、フェージングビッチつまりドップラー周波数の逆数を推定する技術が開示されている。また、特許文献2には、パス捕捉追従動作に伴う追従補正值を利用して、移動局の基地局に対するドップラー周波数の推定を行う技術が開示されている。

【0007】

図9は、特許文献2に記載されたブロック図を示す。また、図10は、図9に示すフィンガー処理部101-1、101-2、...、101-nでの捕捉、追従すべきパスに対する逆拡散値と、受信されたパス位置と、時間の経過との関係を示す。

【0008】

図9のフィンガー処理部101-1、101-2、...、101-nは、それぞれ同じ構成を有する。ここでは、代表してフィンガー処理部101-1を例に挙げて説明する。フィンガー処理部101-1は、逆拡散部111とパス追従判定部112と正規化部113とから構成されている。逆拡散部111は、移動局にて受信された信号に対して逆拡散処理を行い、当該逆拡散により得られた信号102-1aと追従補正值110を出力する。上記追従補正值110はパス追従判定部112へ送られ、逆拡散結果の信号102-1aはパス追従判定部112と後段のRAKE(レイク)信号処理部104へ送られる。パス追従判定部112は、上記逆拡散結果の信号102-1aと追従補正值110により、パスに対して正しく追従できるかどうかの判定を行い、正しく追従できている場合には予め決められた一定時間前のパス位置との差分情報120と重み係数102-1cを出力する。上記差分情報120は正規化部113へ送られ、重み係数102-1cはRAKE信号処理部104へ送られる。正規化部113は、上記差分情報120を用いてパス位置変動速度情報102-1bを求め、それを出力する。

【0009】

一方、RAKE信号処理部104では、各フィンガー処理部101-1~101-nから出力された逆拡散結果の各信号102-1a~102-naを用いてレイク合成を行うと共に、重み係数102-1c~102-ncとパス位置変動速度情報102-1b~102-nbとを用いて、基地局に対する相対速度を推定する。

【0010】

次に、図10において、縦軸(Y軸)はフィンガー処理部で捕捉、追従すべきパスに対する逆拡散値を示し、横軸(X軸)は受信されたパスの位置を示し、奥行き軸(Z軸)は時間tの経過を示している。上述したパス追従判定部112において、パスが正しく追従できているかどうかの判定は、 $t=t_0$ から始まり、次の判定は nT 時間後に行われ、その次の判定は $(n+m)T$ 時間後に行われる。

【0011】

この図10の例は、何れかのフィンガー処理部において、 $t=t_0$ でパスP11が割り当てられ、 $t=t_0+nT$ でパスP12に変わり、 $t=t_0+(n+m)T$ でパスP13に変わる様子が表されている。また、この図10の例では、 $t=t_0$ から $t=t_0+nT$ の間でのパス変動量を示す差分情報が $\Delta 1$ であり、 $t=t_0+nT$ から $t=t_0+(n+m)T$ の間でのパス変動量を示す差分情報が $\Delta 2$ であることを示している。

【0012】

一般に、周波数誤差 Δf と位相差 $\Delta \phi$ との関係式は式(1)になるので、 $\Delta 1/nT$ 、 Δ

10

20

30

40

50

2/mTを計算することにより、周波数誤差つまり基地局と移動局との間の相対移動速度が推定できることになる。

【0013】

$$\Delta f \cdot T = \Delta \phi \quad (1)$$

ここで、図10中の点線はパス追従判定部において、正しく追従しているかどうかを判定するための値レベルを示している。上記逆拡散処理後の逆拡散値のレベルが当該値未満の場合、パス追従判定部112はパスを追従できていないと判断して、この部分での差分情報は無いものとみなす。

【0014】

以上の説明より、上記特許文献2に記載の技術は、受信信号のパスの遅延プロファイルを測定し、逆拡散値が値以上のレベルを有するパスに対して周期的に測定したパスタイミングの差分情報を利用することにより、周波数誤差で表される相対移動速度を推定している。

【0015】

【非特許文献1】

福元暁、樋口健一、佐和橋衛、安達文幸著「W-CDMA下りリンクにおけるフィードバック型送信ダイバシティの屋外実験結果」電子情報通信学会技術研究報告、RCS99-156(1999-11)

【特許文献1】

特開2001-285129号公報(図5)

【特許文献2】

特開2001-298395号公報(図1、図2)

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した従来例のドップラー周波数の検出回路及び検出方法を、実際のDS-SS-CDMA方式の移動体通信システムにおいて閉ループ送信ダイバシティ動作を行うかどうかの判断に用いる場合には、以下に示す問題点が挙げられる。

【0017】

前述したように、DS-SS-CDMA方式は、受信レベルが低い通信環境下においてもデータレート的高速化や高い通信品質を確保することを目指して、送信ダイバシティの適用が決定されている。逆に言えば、閉ループ送信ダイバシティ動作を行うかどうかの判断には、受信レベルが低い通信環境であることが想定されている。

【0018】

一方、上記特許文献1に記載の技術は、受信信号のレベルが値以下になる平均時間を求める必要があり、そのために、受信信号のレベルの落ち込み周期を推定するフェージングビッチ推定部が回路として追加されることになり、受信機の回路規模が大きくなってしまった。また、受信信号のレベルが低い通信環境下では、雑音の影響のために、ドップラー周波数は精度良く測定できない。

【0019】

また、上記特許文献2に記載の技術は、上述したように受信信号の各パスの遅延プロファイルを測定し、逆拡散値が値以上のレベルを有するパスに対して周期的に測定したパスタイミングの差分情報を利用して、相対移動速度を推定している。しかしながら、受信レベルが低い通信環境下やマルチパス伝搬環境下においては、逆拡散値が値以上のレベルを有するパスが存在しないことがあり、この場合、ドップラー周波数が精度良く測定できなくなる。

【0020】

さらに、式(1)から判るように、差分情報には基地局と移動局との間でのキャリアオフセット周波数誤差によるパスタイミングの差分情報分も含まれるため、この方式のままではドップラー周波数が精度良く測定できない。

【0021】

10

20

30

40

50

本発明は、このような課題に鑑みてなされたものであり、例えばDSS-SS方式移動体通信システムにおいて、受信レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、また、新たに複雑なドップラー周波数検出を行うための構成を付加することなく、現在のドップラー周波数を精度良く検出でき、送信ダイバーシチ効果の劣化を防ぎ、良好な受信特性を確保可能な、携帯通信端末と周波数偏移検出回路及び検出方法を提供することを目指す。

【0022】

【課題を解決するための手段】

本発明の周波数偏移検出回路は、複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、各パスの拡散信号を逆拡散し、各パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波する複数のフィンガー処理部と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する。

10

【0023】

本発明の周波数偏移検出方法は、複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択し、各パスの拡散信号を逆拡散すると共に所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波するフィンガー処理を行い、各フィンガー処理による各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定し、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定し、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出し、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出する。

20

【0024】

本発明の携帯通信端末は、複数のパスを通過した受信信号の遅延プロファイルを測定して最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、各パスの拡散信号を逆拡散し、所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する周波数偏移検出回路と、拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信回路とを備えている。

30

【0025】

本発明の携帯通信端末は、拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信部と、送受信部の送受信特性を制御する制御部と、少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、受信信号のドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部と、そのドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを判定する判定部とを備え、制御情報生成部は、判定結果に応じた情報をアップリンクの制御チャンネルに挿入することで基地局側へ報告し、制御部は、当該報告に対応した基地局からの応答に応じて送受信部の受信特性を最適化制御する。

40

【0026】

すなわち本発明によれば、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とを用いて、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、例えば、信号レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。また、本発明によれば、携帯通信端末において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンクの制御チャンネルを用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局側に報告し、その報告に応じた基地局側からの返答に応じて受信特性を最適化制御するため、良好な受信特性を得ることができる。

50

。
【0027】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好ましい実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0028】

図1は、本発明の携帯通信端末の一実施の形態として、DS-SSMA方式の携帯電話機の概略構成を示す。なお、本発明の携帯通信端末は、携帯電話機だけでなく、DS-SSMA方式の通信機能を備えたカーナビゲーション装置等の移動体通信端末やPDA装置（PDA: Personal Digital Assistant）等であっても良い。

10

【0029】

本実施の形態の携帯電話機は、図1に示すように、送受信信号処理部21と、コミュニケーション処理部22と、アプリケーション制御処理部23とを備えている。コミュニケーション処理部22とアプリケーション制御処理部23は、CPUインターフェイス部24（CPU I/F部）を介して接続されている。上記コミュニケーション処理部22は、通話等のコミュニケーションを制御するためのコミュニケーションCPU61を備え、上記アプリケーション制御処理部23は、待ち受け画像の表示処理や着信メロディの音声処理等の各種のアプリケーションを制御するためのアプリケーションCPU71を備えている。なお、本実施の形態では、コミュニケーション処理部22での処理とアプリケーション制御処理部23での処理をそれぞれ別のCPUが担当した例を挙げているが、それぞれ処理を一つのCPUが担当しても良いし、それぞれ処理を3つ以上のCPUに分けて担当させても良い。

20

【0030】

〔信号受信時の基本動作〕

送受信信号処理部21は、図示しない基地局からの無線電波を送受信兼用アンテナ31により受信すると、その受信信号を共用器32を介して受信RF部33に送る。受信RF部33は、当該受信信号の低雑音増幅、高周波受信信号のベースバンド信号へのダウンコンバート、直交検波等の処理を行う。当該直交検波後のI、Qベースバンド信号は、受信復調部34へ送られる。

【0031】

詳細な構成及び動作については後述するが、受信復調部34は、I、Qベースバンド信号の量子化処理、拡散符号レプリカによる逆拡散とパイロットシンボルを用いたチャネル推定と当該チャネル推定値を用いたコヒーレント検波とを行うフィンガー処理、各フィンガー処理後の信号のRAKE合成処理、及び、当該RAKE合成後の受信データをデータ分離部38へ出力するなどの処理を行う。また、本実施の形態の場合の受信復調部34は、上記各チャネル推定値を用いた位相差測定処理、平均化遅延プロファイルの測定値に基づく最適なパスのサーチ及びパスの選択処理、周期的なパスタイミング差の検出処理、位相差とパスタイミング差の情報をを用いた周波数誤差検出処理、周波数誤差信号の平均化処理、平均化処理後の周波数誤差信号と現在の周波数誤差信号との差分による現在のドップラー周波数の検出等の処理も行う。そして、当該受信復調部34にて上記受信信号から検出されたドップラー周波数の値は、コミュニケーション処理部22のコミュニケーションCPU61へ送られる。

30

【0032】

データ分離部38は、受信データが音声データかその他の通信データ（例えばパケット通信データ）かの種別判別とその分離とを行い、当該種別判別により分離された音声データを音声復号部39へ、通信データを通信データ復号部42へ送る。

40

【0033】

音声復号部39は、音声データの伸張処理、デインターリーブ処理、エラー訂正処理等の復号化処理を行った後、さらにD/A（ディジタル/アナログ）変換処理を施す。当該D/A変換後のアナログ音声信号は、アンプ40により増幅されてスピーカ41に供給され

50

る。これにより、受信された音声信号が、スピーカ４１を介して出力されることになる。

【００３４】

上記通信データ復号部４２は、上記通信データの伸張処理、デインターリーブ処理、エラー訂正処理等の復号化処理を行い、得られた通信データをコミュニケーション処理部２２へ送る。また、当該通信データは、必要に応じてアプリケーション制御処理部２３へも送られる。

【００３５】

〔信号送信時の基本動作〕

一方、マイクロホン４３を介して入力されたアナログ音声信号は、アンプ４４にて所定のレベルに調整された後、音声符号化部４５に送られる。音声符号化部４５は、音声信号を

10

【００３６】

また、コミュニケーション処理部２２から入力された通信データは、通信データ符号化部４７に送られる。当該通信データ符号化部４７は、通信データの圧縮処理、インターリーブ処理、エラー訂正符号の付加処理等を行い、得られた通信データを送信変調部４９に送る。

【００３７】

送信変調部４９は、供給された音声データや通信データに対して拡散符号による変調処理を施し、得られたＩ、Ｑベースバンド信号をＤ／Ａ変換して送信ＲＦ部５０へ送る。

20

【００３８】

送信ＲＦ部５０は、上記Ｉ、Ｑベースバンド信号を高周波の送信信号へアップコンバートした後、増幅して共用器３２へ送る。この時の共用器３２は、上記送信信号を送受信兼用アンテナ３１へ送る。これにより、当該アンテナ３１からは、送信信号が無線電波として送信されることになる。

【００３９】

〔コミュニケーション処理部の構成及び基本動作〕

コミュニケーション処理部２２のコミュニケーションＣＰＵ６１は、送受信信号処理部２１における上述した信号送受信処理を制御する。具体的には、コミュニケーションＣＰＵ６１が、ＲＯＭ６３（Read Only Memory）に記憶されている通信制御ソフトウェアに従って各種通信制御処理を行う。

30

【００４０】

また、コミュニケーションＣＰＵ６１は、アップリンク用の共通及び個別チャネル用の各種制御データを生成する。詳細については後述するが、特に本実施の形態の場合、コミュニケーションＣＰＵ６１は、送受信信号処理部２１の受信復調部３４から送られてきたドップラー周波数の値若しくはそのドップラー周波数に基づいて生成された所定の情報を、例えばアップリンクの通信中制御チャネル（ＤＣＣＨ）用のデータに付加して、基地局側へ報告することを行う。

【００４１】

なお、コミュニケーションＣＰＵ６１は、バスライン６２を介して、ＲＯＭ６３、ＲＡＭ６４（Random Access Memory）、ＥＥＰＲＯＭ６５（Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory）と接続されている。ＲＡＭ６４は、コミュニケーションＣＰＵ６１の作業領域として使用され、コミュニケーションＣＰＵ６１のソフトウェア実行中において必要に応じて計算途中のデータなどを記憶したり、他の各部との間で受け渡しするデータを一時的に記憶する。ＥＥＰＲＯＭ６５は、不揮発性メモリであって、携帯電話機の電源がオフ操作されても、例えば直前の通信設定条件の情報を記憶しておくことができる。したがって、コミュニケーションＣＰＵ６１は、次回に電源がオン操作された際に、このＥＥＰＲＯＭ６５に記憶されている情報に基づいて各部を設定制御すること、電源がオフ操作される直前の設定を再現するようになっている。

40

50

【0042】

このように、コミュニケーション処理部22は、上記通信制御ソフトウェアによって信号の送受信処理等の各種の通信制御処理を行う。

【0043】

〔アプリケーション制御処理部の構成及び基本動作〕

アプリケーション制御処理部23は、キー入力等のユーザインターフェース制御や、待ち受け画像の表示処理、着信メロディの音声処理などのアプリケーションを実行する。具体的には、アプリケーションCPU71が、ROM72に記憶されているアプリケーションソフトウェアを起動し、アプリケーション用バスライン73を介して接続された各部を制御することにより、上記アプリケーション機能を実現する。

10

【0044】

アプリケーション用バスライン73を介して上記アプリケーションCPU71と接続されている各構成要素のうち、RAM74は、アプリケーションCPU71の作業領域として使用され、EEPROM75はアプリケーションの設定条件等を記憶している。また、ROM72は、当該携帯電話機の初期化のための情報や、表示部82(LCD)に文字を表示するための表示用のフォントデータや、リング78による音響出力を得るための音響サンプルデータ、バイプレータ79を動作させるための振動パターンなどを記憶している。内部ストレージ89は、例えばフラッシュメモリ等の記憶保持動作が不要な書き換え可能な記憶媒体であり、例えば上記各種のアプリケーションソフトウェアや、電話番号や電子メールアドレス及びそれに対応した氏名、名称などの情報からなる電話帳データ、スケジュールデータ、発着信の通信履歴データ、メモ帳データ等の各種のデータを記憶する。なお、これらデータはEEPROM75に記憶されても良い。また、内部ストレージ89とEEPROM75は、別構成ではなく、同一のメモリ内の記憶領域を分割して実現されていても良い。

20

【0045】

キー操作部76は、電話番号やアルファベット、仮名文字、記号等の入力に使用されるボタンや、画面上でカーソルを移動させるためのカーソル操作子、電源オン／オフなど、ユーザにより操作される各種のキーやボタン、ダイヤルからなる。当該携帯電話機において、キー操作部76がユーザにより操作されると、キーI/F77はその操作情報をアプリケーションCPU71に送る。この時のアプリケーションCPU71は、そのキー操作に従ったアプリケーション処理を実行する。

30

【0046】

また、アプリケーションCPU71は、リング78やバイプレータ79、LED(Light Emitting Diode)80を駆動させて呼び出しをユーザに通知したり、待ち受け画像や各種メッセージ等をLCDI/F81を介して表示部82に表示させる制御を行う。

【0047】

また、この携帯電話機は、例えばSIM(Subscriber Identity Module)カード83を装着可能なカードドライブ84や、外部ストレージ86を接続可能なストレージI/F87をも備えているものとする。当該カードドライブ84に上記SIMカード83が装着されると、カードドライブ84は、そのSIMカード83に記録されているユーザの電話番号等の個人IDなどを読み出し、カードI/F85、CPUI/F部24を介してコミュニケーションCPU61に供給する。このときのコミュニケーションCPU61は、それら情報により、例えばユーザの認証を行う。また、外部ストレージ86がストレージI/Fに接続されると、アプリケーションCPU71は、その外部ストレージ86の記録内容をストレージI/F87を介して読み込む。この外部ストレージ86から読み出された情報は、必要に応じてコミュニケーションCPU61にも供給される。なお、上記外部ストレージ86は、例えばスティック状或いはカード状の半導体メモリであっても良い。当該外部ストレージ86は、例えば大容量を有しており、各種のアプリケーションソフトウェアや待ち受け画面、着信メロディ、フォント等のデータを記憶

40

50

可能なものである。また、コミュニケーションCPU61及びアプリケーションCPU71は、外部ストレージ86に記憶されたソフトウェアを読み出し、既存のソフトウェアを書き換え制御（バージョンアップ、アップデート）することも可能となっている。勿論、本実施の形態の携帯電話機は、受信したり外部I/F88を介してダウンロードされたソフトウェアによるバージョンアップやアップデートも可能となされている。

【0048】

〔受信復調部の詳細な構成及び動作〕

次に、図2を用いて、上記受信復調部34の詳細な構成及び動作を説明する。以下、当該受信復調部34がドップラー周波数を如何にして検出するかを主に説明する。なお、図2には、受信復調部34の前段の受信RF部33も記している。

10

【0049】

図2において、端子1には図1の共用器32からの受信信号が供給される。受信RF部33は、受信信号を増幅し、VCO（電圧制御機能付温度補償型水晶発振器）13からの基準周波数信号によりRF帯域の受信信号を前記ベースバンド信号にダウンコンバートし、さらに直交検波によりI、Qベースバンド信号を生成する。当該受信RF部33から出力されたI、Qベースバンド信号は、受信復調部34のA/D変換器3に送られる。

【0050】

このA/D変換器3には、上記VCO13からの基準周波数信号を用いて基準クロック生成部8により生成された基準クロックが、サンプリングクロックとして供給されている。当該A/D変換器3は、上記サンプリングクロックにより上記I、Qベースバンド信号をサンプリングして量子化したディジタル信号を出力する。なお通常、A/D変換時のサンプリング周波数は、量子化精度を高めるために、チップレートに対してオーバーサンプリングされるものとなされる。上記量子化後のディジタル受信信号は、フィンガー処理部35-1、35-2、...、35-nと、パスサーチ&パス選択部9に送られる。

20

【0051】

ここで、DS-SSMA方式移動体通信システムにおける基地局からのダウンリンク信号には、様々な物理チャネルが存在する。3GPPにおいては、DPCH（Dedicated Physical channel）、SCH（Synchronous channel）、P-CPICH（Primary Common Pilot channel）、P-CCPCH（Primary Common control Physical channel）、PICH（Paging indicator channel）など、全部で11のダウンリンク物理チャネルが定義されている。その中で、DPCHは、実際にユーザが通信を行う際に使用される物理チャネルであり、P-CPICHは、各ダウンリンク物理チャネルの位相基準となるもので、常に基地局から全方向に一様に送信されている。また、一つのセル（セクタ）に対して、P-CPICHは一つだけなので、セルサーチの際に使用される物理チャネルとなっている。

30

【0052】

図3と図4は、ダウンリンクのDPCHとP-CPICHのフレーム構成の詳細を示す。ダウンリンクのDPCHは、図3において、15個のタイムスロットで（Slot No. 1～Slot No. 15）1フレームが構成され、1タイムスロットは、データ（Data1）、TPC（送信電力制御コマンド）、TFCI（Transport Format Combination Indicator）、データ（Data2）、パイロットシンボル（Pilot）からなる。当該DPCHのパイロットシンボル（Pilot）は、CDMAの受信機側において予め送信データの変調位相が既知の信号である。また、一つのタイムスロット内には最低1シンボルから最高8シンボルまでが適用される。P-CPICHは、図4に示すように、15個のタイムスロットで（Slot No. 1～Slot No. 15）1フレームが構成され、1タイムスロットは、予め定義された10個のシンボルAの送信データからなる。当該P-CPICHの送信データも予め変調位相が決め

40

50

られた信号である。

【0053】

図2に戻り、バスサーチ&バス選択部9は、前述の量子化された受信信号を用いて、平均化遅延プロファイルを測定し、そのサーチ範囲内の各バスの同期捕捉を行う。ここで、同期捕捉された各バスの受信信号には、他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているため、バスサーチ&バス選択部9は、各バスの受信信号レベルに対してしきい値判定を行うことで、上記他ユーザ干渉や熱雑音の影響を排除し、その後、受信信号レベルの大きなバスの順に選択する。また、一般に、陸上移動体通信環境では、遅延プロファイル上の各バスがレイリーフェージングに起因する瞬時変動を受けるので、バスサーチ&バス選択部9は、それらの影響を取り除くために各バスの受信信号レベルを平均化する。さらに、本実施の形態の場合、バスサーチ&バス選択部9は、高速に変動する遅延プロファイルに追従し、且つバスサーチ範囲時間、及び各バスの受信信号レベルの平均化時間を低減させないようにすることを実現するために、拡散符号の初期同期時間が短いマッチトフィルタを使っている。また、バスサーチ&バス選択部9は、同期捕捉する物理チャネルとしてP-CPICHを用いる。前述したように、P-CPICHは、各ダウンリンク物理チャネルの位相差基準であり、常に基地局からセル（セクタ）内全体に渡って送信されている。当該P-CPICHは一般にユーザ通信に用いられるDPCCHより大きい電力で送信されるため、バスサーチ&バス選択部9は、精度良く受信信号のバスを捕捉することができる。なお、もし、P-CPICHを用いることができない場合、バスサーチ&バス選択部9は、代わりにS-CPICHを用いるようにする。但し、S-CPICHを用いるのは、上位レイヤ（RRCプロトコル）から端末に対してその旨の通知がなされた時である。

【0054】

図5は、バスサーチ&バス選択部9における平均化遅延プロファイル測定例を示す。ここで、図中T0はバスサーチ範囲時間であり、図5中#1、#2、#3の各波形は、バスサーチャー出力を任意に設定できる平均化時間で平均した平均化遅延プロファイルである。平均化遅延プロファイル#1から#2において、バス選択しきい値レベルよりもレベルが大きいバスの中で最大のバスであるPS10とPS20に着目すると、バスタイミングの差分は Δt_1 である。同様に平均化遅延プロファイル#2から#3において、バス選択しきい値レベルよりもレベルが大きいバスの中で最大のバスであるPS20とPS30に着目すると、バスタイミングの差分は Δt_2 である。したがって、前述した式(1)を用いて、 $\Delta t_1 / NT$ 、 $\Delta t_2 / 2 \cdot NT$ を計算すれば、周波数誤差つまり相対移動速度が推定できることになる。但し、NTは遅延プロファイル平均化時間を示す。

【0055】

次に、バスサーチ&バス選択部9により測定された平均化遅延プロファイル情報はバスタイミング差測定部12へ送られ、上記同期捕捉及び選択されたバスの割り当て情報はフィンガー処理部35-1〜35-nへ送られる。

【0056】

バスタイミング差測定部12は、上述した平均化遅延プロファイル情報と基準クロック生成部8からの基準クロックからバスタイミング差分情報を生成する。ここで当該バスタイミング差測定部12は、バス選択しきい値レベルよりも受信信号レベルが大きいバスの中で最大のバス間のタイミング差分を求める方法や、バス選択しきい値レベルより受信信号レベルが大きい各バスについて、それぞれ受信信号振幅に対応している各バス間のタイミング差分を求めてそれら各タイミング差分の情報を最大比合成する方法などにより、バスタイミング差分情報を生成する。なお、本実施の形態において、バスタイミング差測定部12は、DS-SS方式の受信機として必須の機能であるバスサーチ&バス選択部9により得られた平均化遅延プロファイルの情報を利用して上記バスタイミング差分情報を生成しているため、回路的にも制御的にも規模が増大することはない。

【0057】

さらに、捕捉された各バスの受信信号には他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているため、本実施の形態のバスタイミング差測定部12は、上記バスの受信信号振幅に対応した信頼度

10

20

30

40

50

情報を上記測定した各バスタイミング差分情報へ付加することにより、当該バスタイミング差分情報に重み付けを行う。当該重み付けされた各バスタイミング差分情報は、周波数誤差検出部15へ送られる。

【0058】

一方、フィンガー処理部35-1~35-nには、上記パスサーチ&パス選択部9で捕捉及び選択されたパスがそれぞれ割り当てられる。これら各フィンガー処理部35-1~35-nは、それぞれ同じ構成を有する。以下、代表してフィンガー処理部35-1を例に挙げて説明する。フィンガー処理部35-1は、逆拡散部4とチャネル推定部5とコヒーレント検波部6とを有して構成されている。逆拡散部4は、パスサーチ&パス選択部9での各チップタイミングを用い、現在、基地局と通信中のDPCHの拡散符号レプリカにより、前記量子化後の受信信号を逆拡散処理する。当該逆拡散されたDPCHの受信信号は、チャネル推定部5へ送られる。チャネル推定部5は、当該受信信号のうち図3に示したダウンリンクDPCHのパイロットシンボルを用いてチャネル推定を行う。なお、チャネル推定とは、各パスのフェージング変動に起因する受信信号のフェージング複素包絡線を推定することである。すなわち、絶対同期検波を行うためには、各パスのフェージング変動に起因する受信信号の位相及び振幅の変動、つまりフェージング複素包絡線を推定する必要があるため、チャネル推定部5は、当該フェージング複素包絡線を推定する。具体的に言うと、チャネル推定部5は、予め送信データ変調位相が既知である上記ダウンリンクDPCHのパイロットシンボルの受信位相及び振幅を参照位相及び振幅とし、フェージングに起因する振幅及び位相変動分を表すチャネル推定値を求める。当該チャネル推定部5により求められたチャネル推定値と上記逆拡散後の受信信号は、コヒーレント検波部6へ送られる。また、チャネル推定値は、位相差測定部10へも送られる。コヒーレント検波部6は、各シンボル毎の受信信号に、上記チャネル推定値の複素共役を乗算すること、当該受信信号の位相変動分を補償する。このコヒーレント検波部6から出力された上記位相変動補償後の受信信号は、RAKE合成部7へ送られる。

【0059】

RAKE合成部7は、各フィンガー処理部35-1~35-nから出力されたダウンリンクDPCHの受信信号を最大比合成する。このRAKE合成部7からの受信信号は、端子36を介して図1のデータ分離部38へ送られると共に、SIR（希望波受信電力対干渉信号電力比）測定部11へも送られる。

【0060】

SIR測定部11は、上記RAKE合成部7が最大比合成したダウンリンクDPCH受信信号を用いて、SIRを測定し、そのSIRに対応した信頼度情報を生成する。当該信頼度情報は、位相差測定部10へ送られる。

【0061】

位相差測定部10は、チャネル推定部5より送られてきたチャネル推定値の位相変動情報を用いて、受信信号の位相差を測定する。ここで、本実施の形態の場合、位相差測定部10は、スロット内の各パイロットシンボルから得られる位相変動情報を用いた位相差情報と、スロット間の各パイロットシンボル群から得られる位相変動情報を用いた位相差情報とを求める。これら位相差情報は、現在のユーザ通信に使用されているダウンリンクDPCHのパイロットシンボルを用いたチャネル推定値を利用して測定されているので、実状に合った情報であるといえる。なお、位相差測定部10は、上記位相差を求める際に使用するチャネル推定値の位相変動情報として、例えば、パス選択しきい値レベルよりも受信信号レベルが大きいパス（例えば最大信号振幅のパス）が割り当てられたフィンガー処理部からの位相変動情報のみを用いたり、パスサーチ&パス選択部により各フィンガー処理部に割り当てられた各パスの受信信号振幅に対応してそれら各フィンガー処理部の位相変動情報を最大比合成して得られた位相変動情報を用いることができる。

【0062】

ここで、ダウンリンクDPCHのパイロットシンボルを例えば2シンボル（第1パイロットシンボル、第2パイロットシンボルと呼ぶことにする）とした場合を挙げ、上記位相差

10

20

30

40

50

測定部 10 が、上記スロット内の各パイロットシンボルとスロット間のパイロットシンボル群からの位相変動情報を用いて位相差情報を求める場合の具体例を、図 6、図 7 を用いて説明する。

【0063】

まず、図 6 を用い、スロット内の各パイロットシンボルから得られた位相変動情報を用いて、上記位相差測定部 10 が位相差情報を求める場合の例を説明する。この図 6 において、スロット内の第 1、第 2 パイロットシンボルの正規座標位置 $CP12$ を共に第 1 象限とするとき、受信した第 1 パイロットシンボルの座標位置 $CP1$ と正規座標位置 $CP12$ との間の位相変動分、すなわち第 1 パイロットシンボルから得られたチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 1$ であり、また、受信した第 2 パイロットシンボルの座標位置 $CP2$ と正規座標位置 $CP12$ との間の位相変動分、すなわち第 2 パイロットシンボルによるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 2$ である。したがって、スロット内の第 1、第 2 パイロットシンボル間の位相差の絶対値は $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|$ であり、位相差の符号は負を表すことになる。このように、上記位相差測定部 10 は、スロット内の各パイロットシンボルから得られるチャンネル推定値の位相変動情報を用いて位相差情報を求める。

10

【0064】

次に、図 7 を用い、スロット間の第 1、第 2 パイロットシンボル群から得られた位相変動情報を用いて、上記位相差測定部 10 が位相差情報を求める場合の例を説明する。この図 7 において、スロット間の第 1、第 2 パイロットシンボル群の正規座標位置 $CGP12$ を共に第 1 象限とするとき、受信した第 1 パイロットシンボル群の座標位置 $CGP1$ と正規座標位置 $CGP12$ との間の位相変動情報、すなわち第 1 パイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 3$ であり、また、受信した第 2 パイロットシンボル群の座標位置 $CGP2$ と正規座標位置 $CGP12$ との間の位相変動情報、すなわち第 2 パイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 4$ である。したがって、上記各スロットの第 1、第 2 パイロットシンボル群間の位相差の絶対値は $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|$ であり、位相差の符号は負を表すことになる。このように、上記位相差測定部 10 は、スロット間のパイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報を用いて位相差情報を求める。

20

【0065】

なお、位相差測定部 10 は、DS-SSMA 方式の受信機として必須の機能である各フィッティング処理部における各チャンネル推定値の位相変動情報を利用して位相差情報を求め、回路的にも制御的にも規模が増大することはない。

30

【0066】

さらに、上記ダウンリンク DPCCH の受信信号には他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているので、上記位相差測定部 10 は、上記 SIR 測定部 11 により測定された SIR に対応した信頼度情報を上記位相差情報に付加することで重み付けを行う。当該重み付け後の位相差情報は、周波数誤差検出部 15 へ送られる。

【0067】

周波数誤差検出部 15 は、上記位相差測定部 10 から供給された位相差情報と、上記バスタイミング差測定部 12 から供給されたバスタイミング差分情報とを用いて、周波数誤差を検出する。

40

【0068】

ところで、一般に、パイロットシンボルによるチャンネル推定値、つまり位相変動情報から得られる位相差の絶対値は、180 度以内でないと、正負どちらの方向に位相がずれたのかを検出することができない。

【0069】

また、上記位相差測定部 10 により求められる位相差情報のうち、上記スロット内のパイロットシンボル間の位相差情報は、大きな周波数誤差に対して正しく位相差を検出できる情報であると言える。すなわち、前記図 6 の例を挙げて説明すると、スロット内の第 1、第 2 パイロットシンボル間の位相差の絶対値 $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|$ を用い、前述の式 (1

50

）により $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2| / T S i m b o l$ を計算すれば、大きな周波数誤差（つまり相対移動速度）が推定できることになる。但し、 $T S i m b o l$ はシンボル周期を示す。

【0070】

同様に、上記位相差測定部10により求められる位相差情報のうち、上記各スロットのパイロットシンボル群間の位相差情報は、細かな周波数誤差に対して正しく位相差を検出できる情報であると言える。すなわち、図7での例を挙げて説明すると、各スロットのパイロットシンボル群間の位相差の絶対値 $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|$ を用い、前述の式(1)により $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4| / T S l o t$ を計算すれば、細かな周波数誤差（つまり相対移動速度）が推定できることになる。但し、 $T S l o t$ はスロット周期を表す。

【0071】

このため、本実施の形態の周波数誤差検出部15は、スロット内パイロットシンボル間の位相差情報を大まかな周波数誤差検出に利用し、各スロットのパイロットシンボル群間の位相差情報を細かな周波数誤差検出に利用し、それら位相差情報と上記バスタイミング差分情報とから周波数誤差を検出する。

【0072】

ここで、前述したように、上記バスタイミング差分情報は $P-C P I C H (S-C P I C H)$ から生成され、位相差情報はダウンリンク $D P C H$ から生成されている。その一方で、 $D S-C D M A$ 方式によれば、今後、ダウンリンクにおけるユーザ容量の増大化を実現するために、基地局側においてアダプティブアレイアンテナによる指向性制御が検討されている。その場合、セル（セクタ）の全方向に一律に送信されている $P-C P I C H$ と、指向性制御されているダウンリンク $D P C H$ とでは、チャネルの伝搬条件が異なってしまう状況が考えられる。したがって、本実施の形態では、 $P-C P I C H (S-C P I C H)$ を用いたバスタイミング差分情報とダウンリンク $D P C H$ のパイロットシンボルを用いた位相差情報の二つの情報を利用することで、精度良く周波数誤差を検出可能としている。

【0073】

また、本実施の形態によれば、前述したように、バスタイミング差分情報と位相差情報にはそれぞれ信頼度情報が付加されており、当該信頼度情報は、より精度の高い周波数誤差を検出するために用いられる。すなわち、一例として、周波数誤差検出部15は、位相差測定部10からの位相差情報に付加された信頼度情報と、バスタイミング差測定部12からのバスタイミング差分情報に付加された信頼度情報とを比較し、信頼度情報が高い方の情報を用いて周波数誤差を検出する。若しくは、周波数誤差検出部15は、例えば、位相差測定部10からの位相差情報に付加された信頼度情報とバスタイミング差測定部12からのバスタイミング差分情報に付加された信頼度情報を重み付けとし、それら位相差情報とタイミング差分情報に最大比合成を行い、その最大比合成後の情報から周波数誤差を検出して良い。

【0074】

以上のように上記周波数誤差検出部15で検出された周波数誤差の情報は、平均化処理部17と演算部18へ送られる。

【0075】

平均化処理部17は、上記周波数誤差を平均化する。当該平均化処理部17により平均化された周波数誤差の情報は、演算部18と周波数補正量演算処理部16に送られる。周波数補正量演算処理部16は、上記平均化された周波数誤差情報を用いて、当該携帯電話機自身の周波数補正量を求める。この周波数補正量情報は、 D/A 変換器14により制御電圧値に変換され、 $V C-T C X O 1 3$ へ送られる。 $V C-T C X O 1 3$ は、上記制御電圧値に応じて自動周波数制御（ $A F C$ ）される。これにより、当該携帯電話機の周波数補正がなされる。

【0076】

ここで、上記平均化処理部17における周波数誤差の平均化処理は、移動体通信環境下におけるマルチパスフェージングにより生ずるランダムな周波数変動分を吸収するために行

10

20

30

40

50

われるものであり、基地局と移動局との間で生じるキャリアオフセット周波数誤差分を抽出することと相当する。なお、本実施の形態の平均化処理部 17 は、周波数誤差検出部 15 からの周波数誤差情報の平均化を行う際の平均化時間を任意に設定できる機能を備えている。当該平均化時間のパラメータは、上記 A F C 動作に用いる周波数補正量が最適となるようにシミュレーション値や実際の移動体通信環境下での実験結果から、最適値を選んで決められている。

【0077】

一方、演算部 18 は、上記平均化処理後の周波数誤差から、上記周波数誤差検出部 15 より供給された現在の周波数誤差を減算する。すなわち、当該演算部 18 は、上記周波数誤差検出部 15 より供給された現在の周波数誤差と上記平均化処理後の周波数誤差との差分をとる。この演算部 18 での減算処理後の周波数誤差情報は、ドップラー周波数検出部 19 へ送られる。

【0078】

ドップラー周波数検出部 19 は、上記演算部 18 からの周波数誤差情報を用いて、現在のドップラー周波数を検出する。当該検出されたドップラー周波数は、端子 37 を介して出力され、図 1 のコミュニケーション C P U 61 へ送られる。

【0079】

以上説明したことから、本実施の形態の携帯電話機によれば、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とを用いて、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、例えば受信レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。また、本実施の形態の携帯電話機によれば、D S - C D M A 方式の受信機として必須の機能であるパスサーチ&パス選択機能及びフィンガー処理部におけるチャネル推定機能を利用し、パスタイミング差と位相差を求め、それらから周波数誤差を検出し、さらにドップラー周波数を検出するため、新たに複雑な回路を付加することなく、また回路規模を削減し且つ廉価な構成により、ドップラー周波数を精度良く検出可能である。

【0080】

次に、図 8 には、移動局 93 とそれに対応した基地局 90 とを有する、本発明の移動体通信システムの概略構成を示す。この図 8 において、基地局 90 は送信ダイバーシチ用のアンテナ 91、92 等を備えている。また、移動局 93 は、本実施の形態の携帯電話機である。上記基地局 90 と本実施の形態の携帯電話機（移動局 93）との間では、電波 W1、W2、W3 による無線通信が行われる。

【0081】

ここで、前述したように、閉ループ送信ダイバーシチは、その原理上、低速移動時つまりドップラー周波数が小さい場合には受信特性の改善に効果があるが、高速移動時つまりドップラー周波数が大きい場合には基地局でのフィードバック情報の受信誤りや伝搬路特性の変動に対する追従が遅れることにより、受信特性が劣化してしまう。

【0082】

そこで、本実施の形態の携帯電話機（移動局 93）の前記コミュニケーション C P U 61 は、上述のようにして受信復調部 34 から送られてきたドップラー周波数と所定のしきい値とを比較し、上記ドップラー周波数が当該しきい値を超える場合には、閉ループ送信ダイバーシチでも受信特性の改善に効果が無いと判断し、一方、ドップラー周波数が当該しきい値を超えない場合には閉ループ送信ダイバーシチにより受信特性の改善に効果があると判断し、その判断結果に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを決定する。なお、上記しきい値は、シミュレーション値や実際の移動体通信環境下での実験結果から、最適値を選んで決められた値である。

【0083】

そして、本実施の形態の携帯電話機（移動局 93）のコミュニケーション C P U 61 は、基地局 90 との間で個別チャネルが確立されているときに、上記閉ループ送信ダイバーシ

10

20

30

40

50

チを行うべきか否かの判定結果情報を、アップリンク通信中制御チャネル（ＤＣＣＨ）に付加して送信変調部４９へ送り、基地局９０へ報告する。

【００８４】

この判定結果情報を受け取った基地局９０は、閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかの判断に際して、上記移動局９３から送られてきた判定結果情報に従うようにする。すなわち、移動局９３から閉ループ送信ダイバーシチを行うべきことを表す判定結果情報が送信されてきたとき、基地局９０は閉ループ送信ダイバーシチ制御を行い、逆に、移動局９３から閉ループ送信ダイバーシチを行わないことを表す判定結果情報が送信されてきたとき、基地局９０は閉ループ送信ダイバーシチ制御を行わず、例えば開ループ送信ダイバーシチ制御を行うことにする。

10

【００８５】

これにより、当該移動体通信システムは、ドップラー周波数が大きい場合に閉ループ送信ダイバーシチを適用してしまうことで、受信特性を劣化させる状態を防ぐことができ、一方、ドップラー周波数が小さい場合には閉ループ送信ダイバーシチを適用でき、良好な受信特性を得ることができる。

【００８６】

なお、移動局９３は、例えばドップラー周波数がしきい値を超えているか或いは超えていないかの２値判定を行い、その２値判定結果を基地局９０へ報告するものであっても良い。この場合、アップリンク通信中制御チャネル（ＤＣＣＨ）における通信量が低減可能となる。

20

【００８７】

或いは、移動局９３は、閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かの判断を行わず、上記検出したドップラー周波数の値そのものをアップリンク通信中制御チャネル（ＤＣＣＨ）を用いて基地局９０に報告するものであっても良い。この場合、基地局９０は、当該報告されたドップラー周波数の値を用いて、閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかの判断を行う。

【００８８】

その後、本実施の形態の携帯電話機のコミュニケーションＣＰＵ６１は、基地局９０から閉ループ送信ダイバーシチ制御を行う旨の応答、若しくは、閉ループ送信ダイバーシチ制御を行わず例えば開ループ送信ダイバーシチ制御を行う旨の返答を受け取ると、その返答に依りて、受信復調部３４の受信特性を最適化制御する。

30

【００８９】

以上のように、本実施の形態によれば、携帯電話機（移動局９３）側において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンク通信中制御チャネル（ＤＣＣＨ）を用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局９０側に報告し、基地局９０側ではその報告値に依りて閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかを判断することで、ドップラー周波数に応じた閉ループ送信ダイバーシチの最適化制御が可能になり、受信特性を向上させることができる。

【００９０】

なお、上述した実施の形態の説明は、本発明の一例である。このため、本発明は上述した実施の形態に限定されることなく、本発明に係る技術的思想を逸脱しない範囲であれば、設計等に応じて種々の変更が可能であることはもちろんである。

40

【００９１】

【発明の効果】

本発明においては、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とから、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、新たに複雑なドップラー周波数検出回路を付加することなく、また、信号レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。

【００９２】

50

また、本発明によれば、携帯通信端末において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンクの制御チャネルを用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局側に報告しているため、基地局は、閉ループ送信ダイバーシチを的確且つ効果的に使用することができ、また、携帯通信端末は、基地局側からの返答に応じて受信特性を最適化制御するため、良好な受信特性を確保可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明実施の形態の携帯電話機の内部構成を示すブロック図である。

【図2】受信復調部の詳細な構成を示すブロック図である。

【図3】DPCCHのフレーム構成の詳細を示す図である。

10

【図4】P-CPICHのフレーム構成の詳細を示す図である。

【図5】パスサーチ&パス選択部における平均化遅延プロファイル測定例の説明に用いる図である。

【図6】スロット内パイロットシンボル間によるチャネル推定値の位相変動情報の説明に用いる図である。

【図7】各スロットのパイロットシンボル群間によるチャネル推定値の位相変動情報の説明に用いる図である。

【図8】本発明実施の形態の移動体通信システムの概略構成を示す図である。

【図9】従来のフィンガー処理部とRAKE信号処理部の概略構成を示す図である。

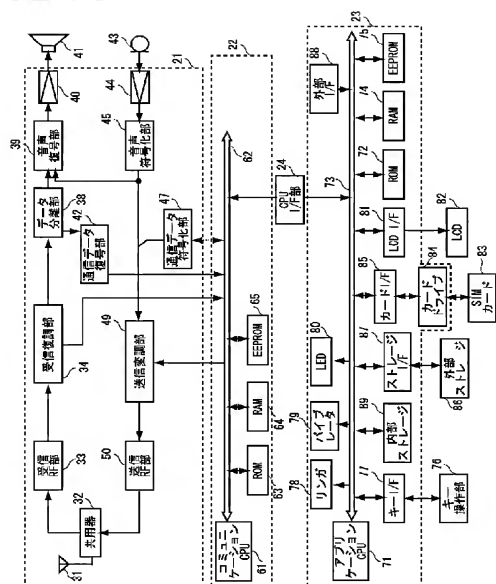
【図10】従来のフィンガー処理部による捕捉及び追従すべきパスに対する逆拡散値と受信されたパス位置と時間の経過との関係を示す図である。

20

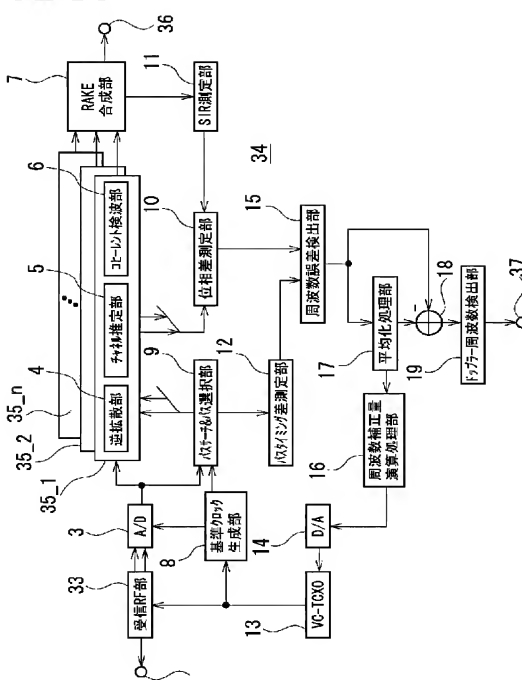
【符号の説明】

3 A/D変換器、4 逆拡散部、5 チャネル推定部、6 コヒーレント検波部、7 RAKE合成部、8 基準クロック生成部、9 パスサーチ&パス選択部、10 位相差測定部、11 SIR測定部、12 パスタイミング差測定部、13 V-C-T-C-X-O、14 D/A変換器、15 周波数誤差検出部、16 周波数補正量演算処理部、17 平均化処理部、18 演算部、19 ドップラー周波数検出部、33 受信RF部、34 受信復調部、35-1〜35-n フィンガー処理部、49 送信変調部、61 コミュニケーションCPU、90 基地局、98 移動局（携帯電話機）

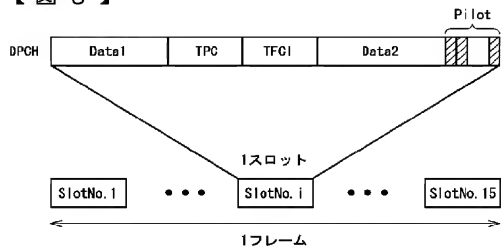
【圖 1】



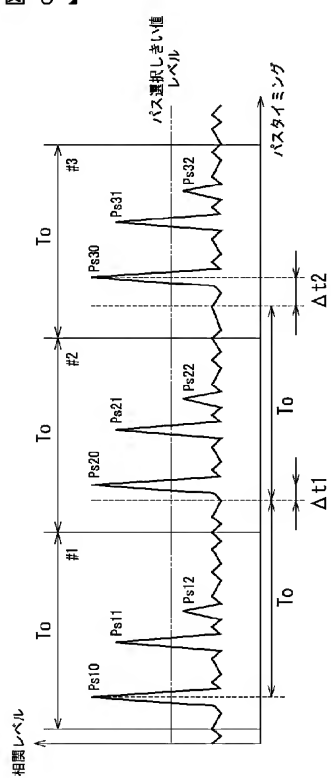
【圖 2】



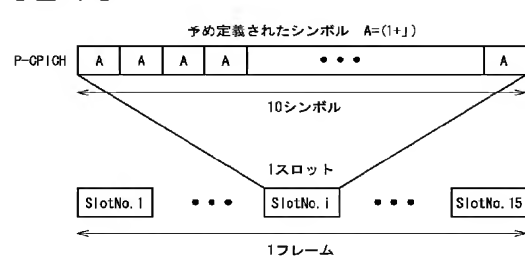
【圖 3】



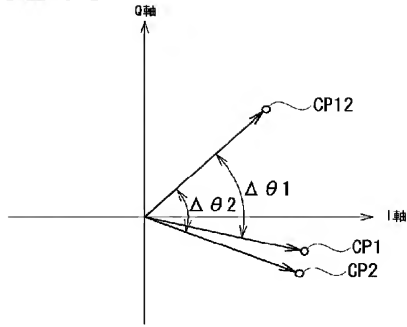
【图 5】



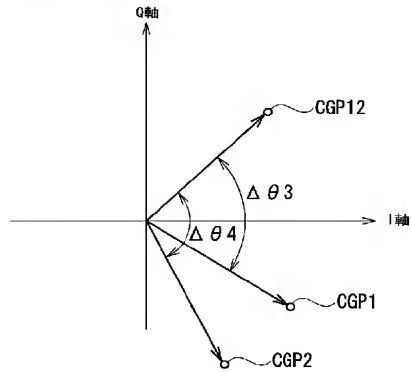
【图 4】



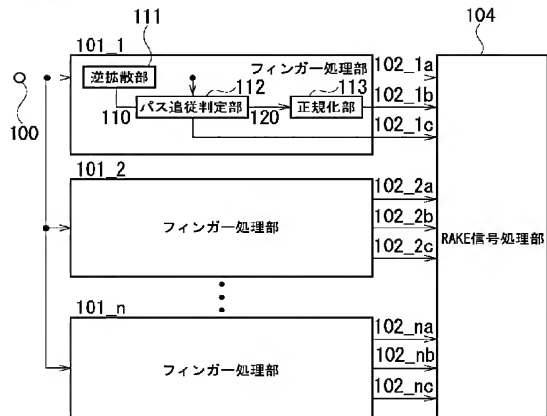
【図 6】



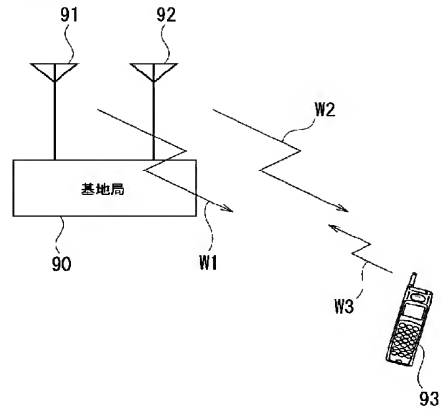
【図 7】



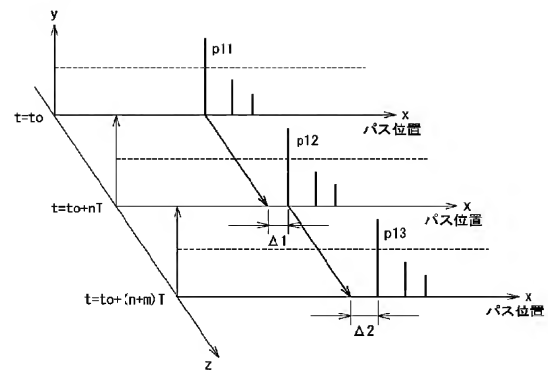
【図 9】



【図 8】



【図 10】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K067 AA03 BB04 CC08 CC10 CC24 EE02 EE10 FF27 FF28 HH21
HH22 HH23 HH26 JJ13 KK02 KK03 KK13 KK15



US 20040091026A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication**
Nakayama(10) **Pub. No.: US 2004/0091026 A1**(43) **Pub. Date: May 13, 2004**(54) **CIRCUIT FOR DETECTING A SHIFTED
FREQUENCY, A METHOD FOR DETECTING
A SHIFTED FREQUENCY AND PORTABLE
COMMUNICATION APPARATUS**(52) **U.S. Cl. 375/148**(57) **ABSTRACT**(76) **Inventor: Takashi Nakayama, Chiba (JP)**Correspondence Address:
FROMMER LAWRENCE & HAUG LLP
745 FIFTH AVENUE
NEW YORK, NY 10151 (US)(21) **Appl. No.: 10/696,055**(22) **Filed: Oct. 29, 2003**(30) **Foreign Application Priority Data**

Oct. 31, 2002 (JP) P2002-316929

Publication Classification(51) **Int. Cl.⁷ H04B 1/707**

A Doppler frequency is detected with a high degree of accuracy, deterioration of a transmission diversity effect is prevented, and a good reception property is secured. A reception demodulating unit of a portable communication apparatus according to the present invention has a path search and path selection unit for searching and selecting an optimum path, finger processing units for obtaining a phase variation component as a channel estimated value for each path and coherent-detecting by using its channel estimated value and a phase difference measuring unit for measuring a phase difference, a path timing difference measuring unit for measuring a periodical path timing difference, a frequency error detecting unit for detecting a frequency error of a signal by using a path timing difference and a phase difference, and a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency on the basis of a frequency error.

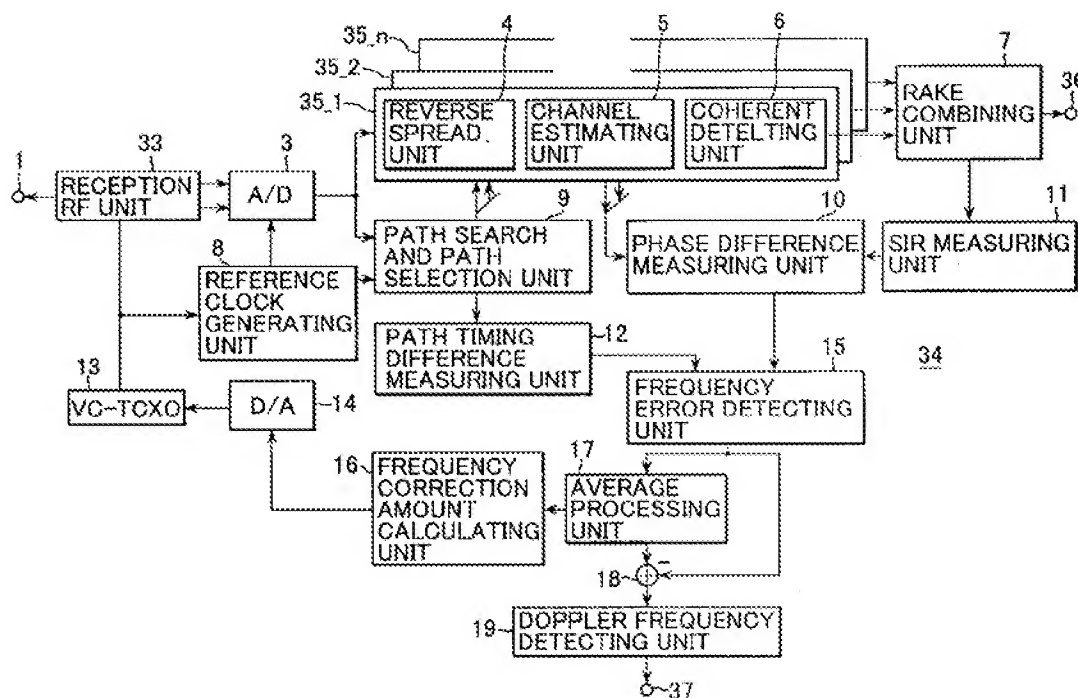
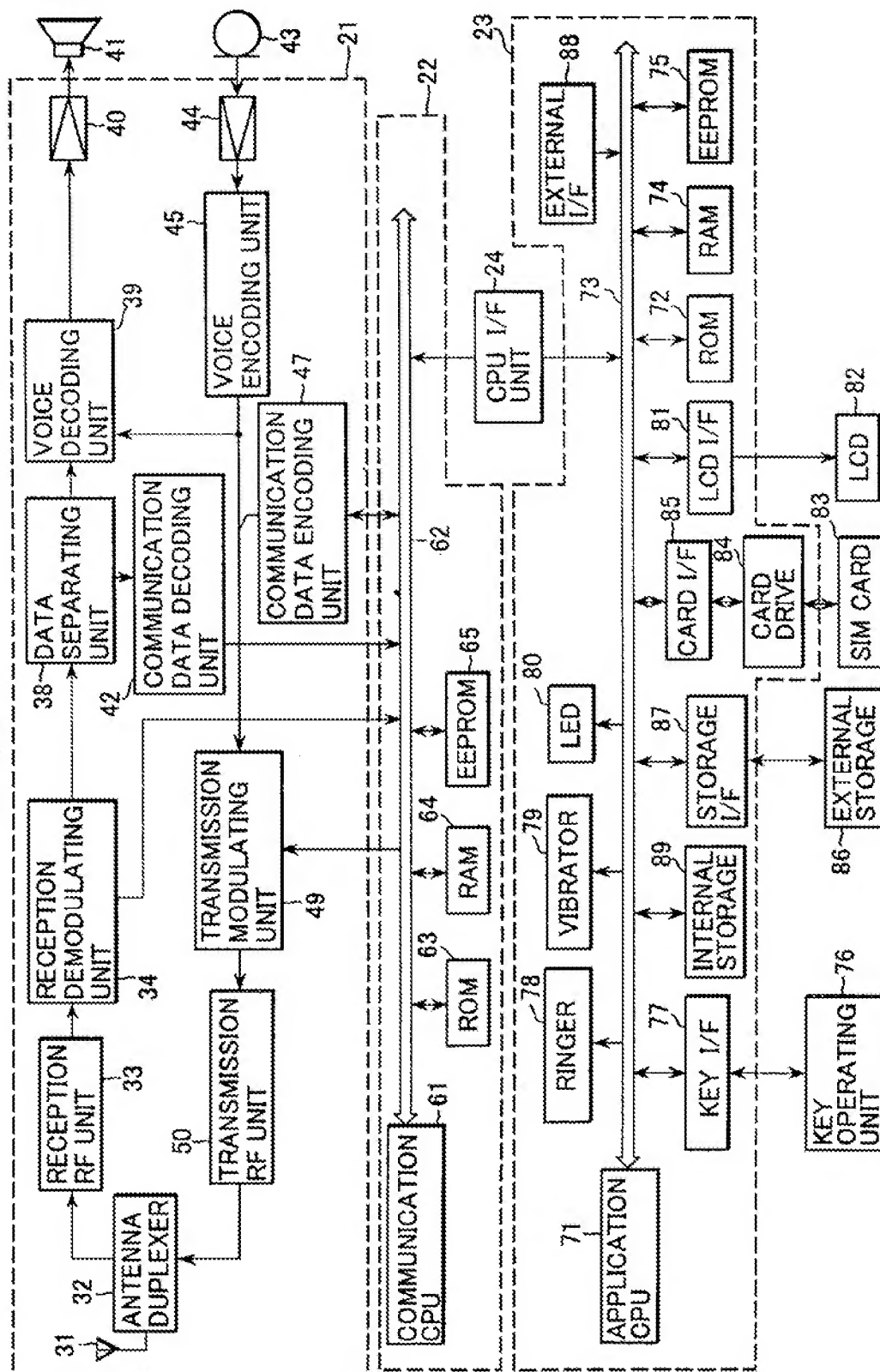


FIG. 1



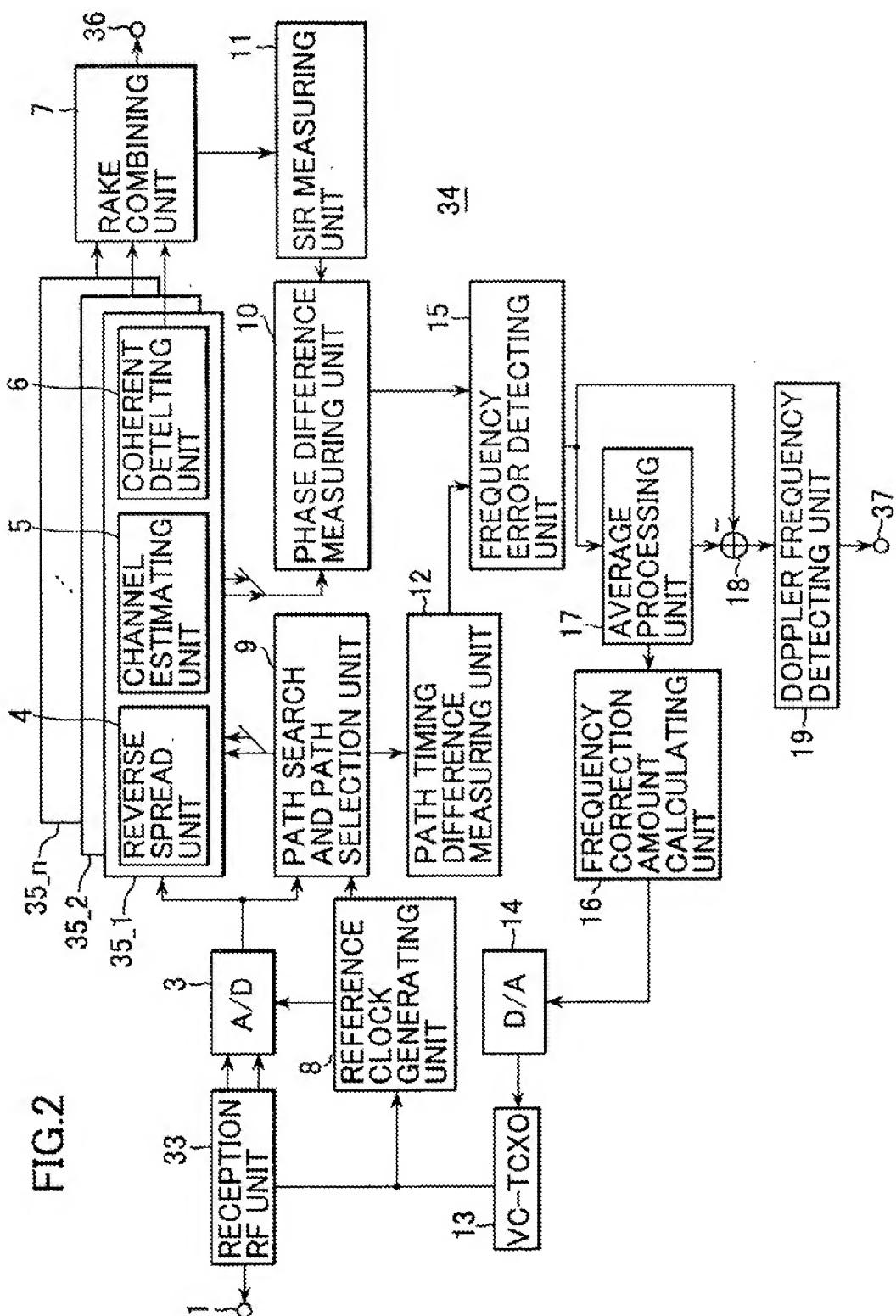


FIG.3

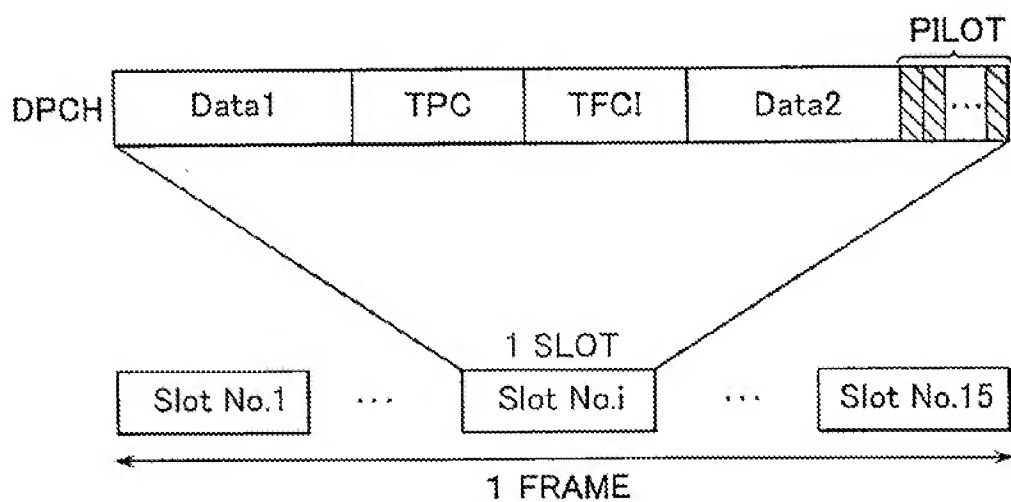


FIG.4

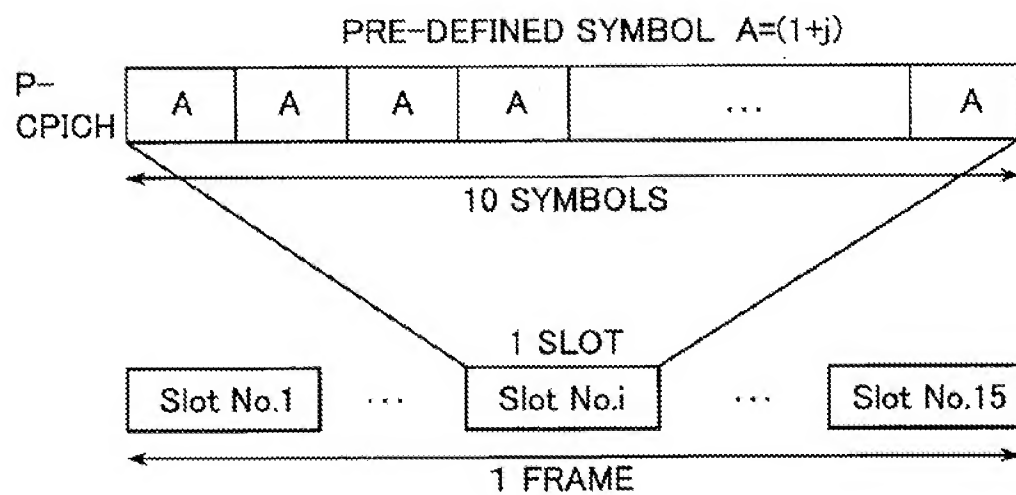


FIG.5

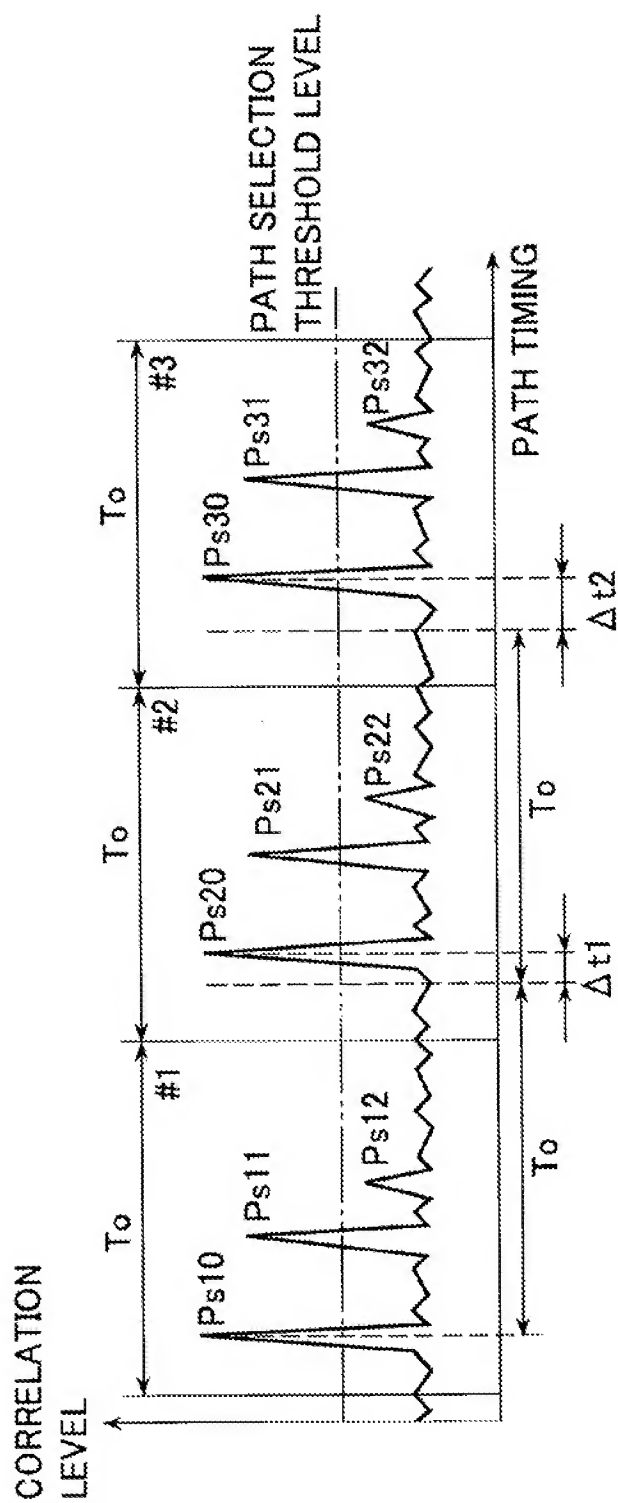


FIG.6

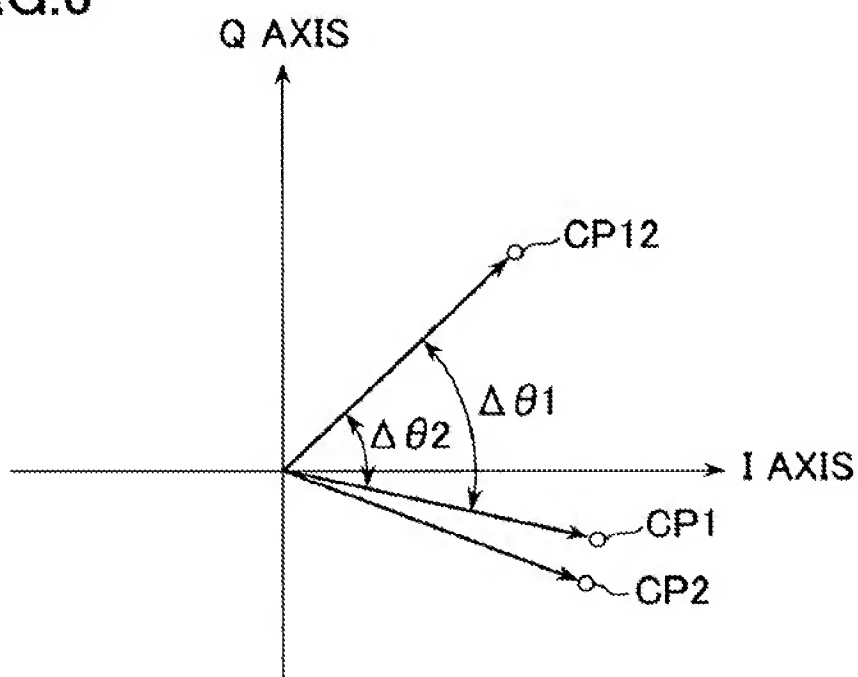


FIG.7

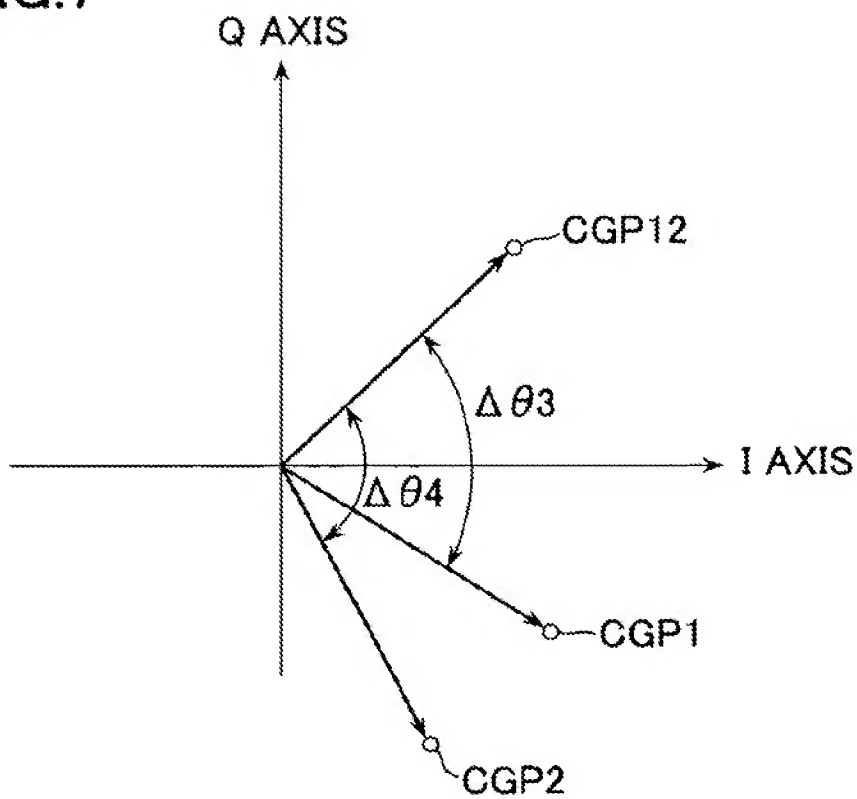
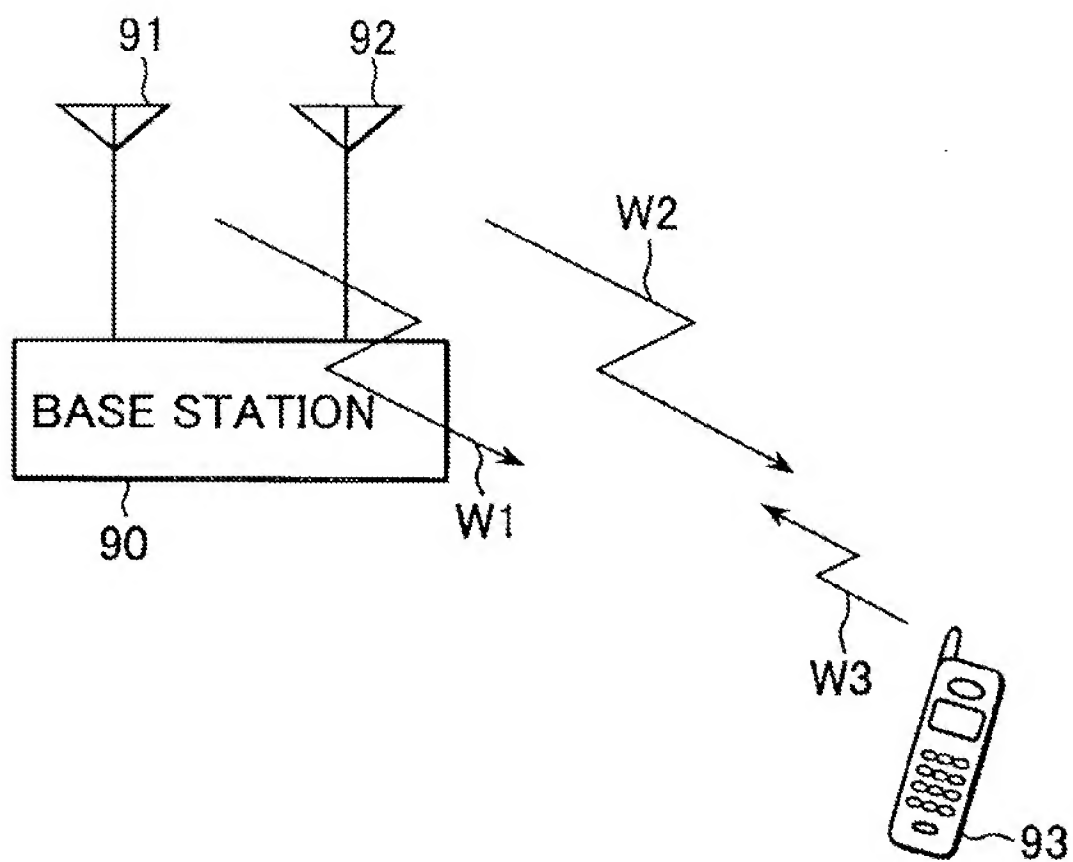
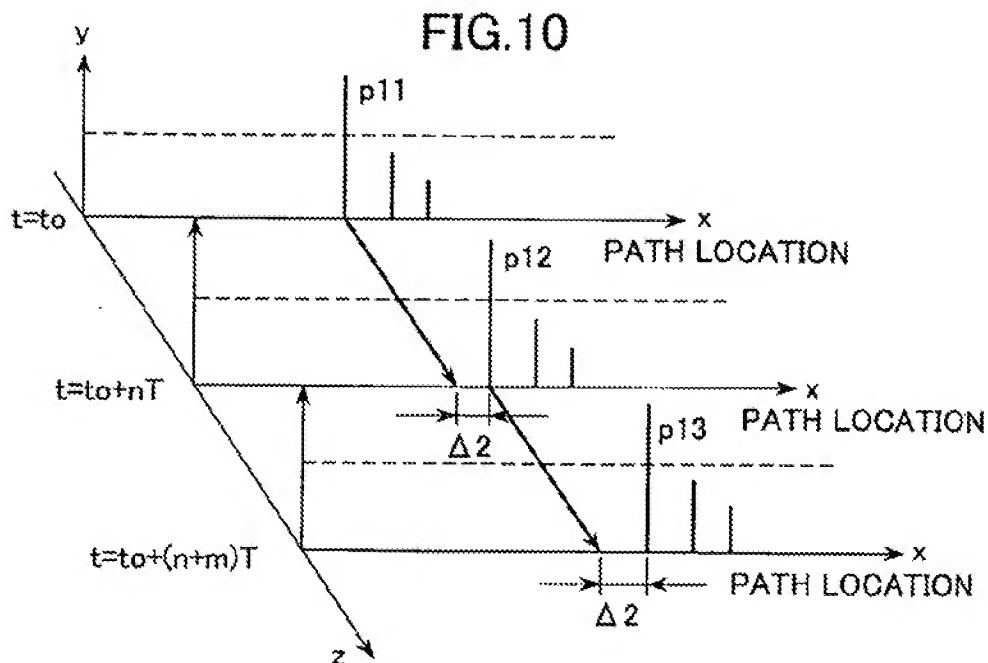
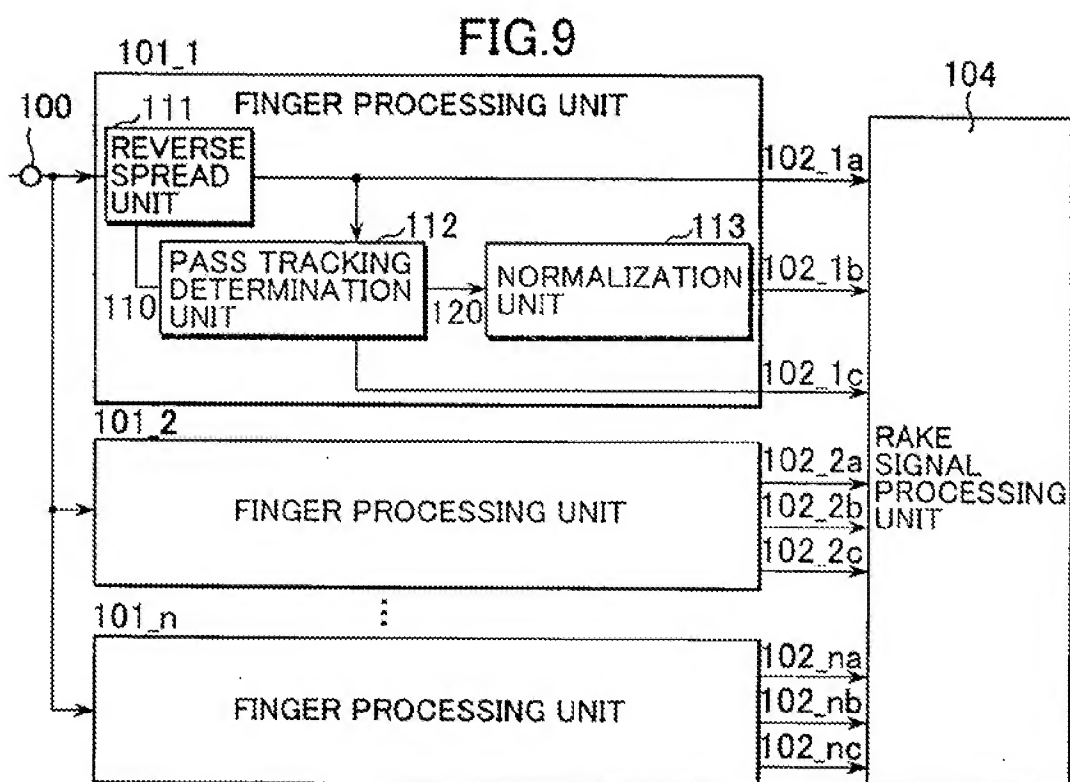


FIG.8





CIRCUIT FOR DETECTING A SHIFTED FREQUENCY, A METHOD FOR DETECTING A SHIFTED FREQUENCY AND PORTABLE COMMUNICATION APPARATUS

CROSS REFERENCES TO RELATED APPLICATIONS

[0001] The present document is based on Japanese Priority Document JP 2002-316929, filed in the Japanese Patent Office on Oct. 31, 2002, the entire contents of which being incorporated herein by reference.

BACKGROUND OF THE INVENTION

[0002] 1. Field of the Invention

[0003] The present invention relates to a portable communication apparatus system (a mobile communication terminal) employing, for example, a direct spread-code division multiple access (hereinafter, referred to as DS-CDMA system), a circuit for detecting a shifted frequency and a method for detecting a shifted frequency, which are suitable for the DS-CDMA system.

[0004] 2. Description of Related Art

[0005] According to a CDMA (Code Division Multiple Access) communication system employing a spectrum spread communication technology, a transmission side spreads a signal to be transmitted in a larger band using a spread code upon transmission. On the other hand, a reception side restores the original signal by performing reverse spread using the spread code identical to the spread code of the transmission side. This communication system is characterized by being strong in multipath fading, capable of speeding up of a data rate, its good communication quality and a high frequency usability or the like. Thus, in a next generation mobile communication system, a DS-CDMA system (a direct spread-code division multiple access, a W-CDMA system) of a development system of the CDMA communication system is employed as a wireless access system in IMT-2000.

[0006] Currently, this DS-CDMA system is standardized in 3GPP (3rd Generation Partnership Project) and application of transmission diversity is determined in its specification. It is difficult for a mobile station side to have a smaller circuit, make electric current consumption lower, make a cost lower and realize miniaturization while using an effect of space diversity sufficiently. Accordingly, in the 3GPP, in order to solve this problem, instead of allowing a space diversity reception at the mobile station side, transmission diversity for transmitting a signal by using a plurality of antennas at a base station side is employed. Depending on this transmission diversity, without complicating a structure of the mobile station side, it is possible to improve a reception property of downlink.

[0007] The above-described transmission diversity has following two systems, namely, an open loop transmission diversity for transmitting a signal from a plurality of antennas in a predetermined order pattern and a closed loop transmission diversity for transmitting a signal from a plurality of antennas after weighting at the base station side on the basis of feedback information transmitted from the mobile station side.

[0008] The closed loop transmission diversity has an effect on improvement of the reception property owing to its principle upon moving at a low speed, namely, in a case that a Doppler frequency is small. On the other hand, it is known that the reception property of this closed loop transmission diversity is deteriorated because of reception error of the feedback information and delay of tracking with respect to variation of a propagation path property at the base station upon moving at a high speed, namely, in a case that the Doppler frequency is large. Therefore, it is important for improving the reception property to detect a current Doppler frequency at the mobile station side and to judge whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out in accordance with its size. Further, the deterioration of the reception property when the Doppler frequency is large is described in detail in a non-patent document 1 or the like.

[0009] In this case, as a method of detecting the Doppler frequency, in a patent document 1, a technique to estimate a fading pitch, namely, an inverse number of the Doppler frequency by obtaining an average time when a level of the received signal at the mobile station becomes a threshold or less is disclosed. In addition, in a patent document 2, a technology to estimate the Doppler frequency of the mobile station with respect to the base station by using a tracking correction value along with a path acquisition tracking operation is disclosed.

[0010] FIG. 9 shows a block diagram that is described in the patent document 2. In addition, FIG. 10 shows a relation between acquisition at finger processing units 101-1, 101-2, . . . , 101-n, a reverse spread value with respect to a path to be tracked, a location of a received path, and a time lapse.

[0011] The finger processing units 101-1, 101-2, . . . , 101-n shown in FIG. 9 have the same structures, respectively. In this case, taking the finger processing unit 101-1 as a typical example, the structure of the finger processing units will be described below. The finger processing unit 101-1 is made up with a reverse spreading unit 111, a path tracking determination unit 112 and a normalization unit 113. The reverse spreading unit 111 may perform a reverse spread processing for a signal that is received by the mobile station to output a reverse spread result signal 102-1a and a tracking correction value 110. The tracking correction value 110 is transmitted to the path tracking determination unit 112, and the reverse spread result signal 102-1a may be transmitted to the path tracking determination unit 112 and a RAKE signal processing unit 104 in a later stage. The path tracking determination unit 112 may determine whether or not the path can be correctly tracked using the reverse spread result signal 102-1a and the tracking correction value 110. Then, if the path can be correctly tracked, the path tracking determination unit 112 may output difference information 120 with respect to a path location before a given time together with a weighting factor 102-1c. The above-mentioned difference information 120 is transmitted to the normalization unit 113, and the weighting factor 102-1c is transmitted to the RAKE signal processing unit 104. The normalization unit 113 may obtain and output path location variable speed information 102-1b by using the above-mentioned difference information 120.

[0012] On the other hand, the RAKE signal processing unit 104 may perform RAKE combining by using respective reverse spread result signals 102-1a to 102-na that are

outputted from respective finger processing units 101-1 to 101-n and at the same time, the RAKE signal processing unit 104 may estimate a relative speed to the base station by using the weighting factors 102-1c to 1-2-nc and the path location variable speed information 102-1b to 102-nb.

[0013] In FIG. 10, a vertical axis (y axis) shows a reverse spread value to a path to be acquired and tracked by the finger processing unit, a horizontal axis (x axis) shows a location of the received path, and a depth axis (z axis) shows lapse of a time t . At the above-mentioned path tracking determination unit 112, it will be determined whether or not the path can be correctly tracked starting from $t=t_0$, the next determination will be performed after nT hours, and then, the further next determination will be performed after $(n+m)T$ hours.

[0014] In this example shown in FIG. 10, it is depicted that, at any one finger processing unit, a path p11 is allocated at $t=t_0$, the path p11 is changed into a path p12 at $t=t_0+nT$, and the path p12 is changed into a path p13 at $t=t_0+(n+m)T$. In addition, in the example shown in FIG. 10, it is depicted that the difference information indicating a path variation amount between $t=t_0$ to $t=t_0+nT$ is $\Delta 1$ and the difference information indicating a path variation amount between $t=t_0+nT$ to $t=t_0+(n+m)T$ is $\Delta 2$.

[0015] Generally, a following equation (1) represents a relation between a frequency error Δf and a phase difference $\Delta \phi$, so that, by calculating $\Delta 1/nT$ and $\Delta 2/mT$, it is possible to estimate the frequency error, namely, a relative movement speed between the base station and the mobile station.

$$\Delta f / \pi \Delta \phi \quad (1)$$

[0016] In this case, a broken line in FIG. 10 represents a threshold level for determining whether or not the path is correctly tracked by the path tracking determination unit 112. In a case that the reverse spread level after the above-mentioned reverse spread processing is set less than this threshold value, the path tracking determination unit 112 may judge that the path is not correctly tracked and it may consider that there is no difference information at this point.

[0017] According to the above description, in a technique described in the above-described patent document 2, by measuring a delay profile of the path of the received signal and by using the difference information of a path timing that is periodically measured with respect to the path having a level, of which reverse spread value is set at a threshold or more, the relative movement speed represented by the frequency error is estimated.

[0018] [Non-Patent Document 1]

[0019] "Result of Outdoor Experiment of Feedback Type Transmission Diversity in W-CDMA Downlink" written by Akira FUKUMOTO, Kenichi HIGUCHI, Hashie SAWA, and Fumiynki ADACHI, Technical Research Paper of The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, RCS99-156 (1999 November)

[0020] [Patent Document 1]

[0021] JP-A-2001-285129 (FIG. 5)

[0022] [Patent Document 2]

[0023] JP-A-2001-298395 (FIGS. 1 and 2)

[0024] However, when actually using a detection circuit and a method for detecting the Doppler frequency according to the above described conventional example to judge whether or not the closed loop transmission diversity operation should be carried out in the mobile communication system in the DS-CDMA system, there are some problems as follows.

[0025] As described above, in the DS-CDMA system, in an effort to secure speeding up of a data rate and a high communication quality even under an environment of a low reception level, the application of the transmission diversity is decided. On the contrary, the environment of the low reception level is assumed for judgment whether or not the closed loop transmission diversity operation should be carried out.

[0026] On the other hand, the technique described in the above-described patent document 1 requires an average time that a level of the received signal is set at the threshold and less. Therefore, a fading pitch estimation unit for estimating a period of level drop of the received signal is added as a circuit, and this results in a large circuit size of a receiver. In addition, under a communication environment where the level of the received signal is low, because of influence of noise, the Doppler frequency cannot be measured with a high degree of accuracy.

[0027] In addition, according to the technique described in the above-described patent document 2, as described above, a delay profile of each path of the received signal is measured and by using the difference information of a path timing that is periodically measured, with respect to a path having a reverse spread value with a level not less than the threshold, a relative moving speed is estimated. However, there may be no path having a reverse spread value with a level not less than the threshold, in a communication environment with a low reception level, or in a multipath propagation environment, and in this case, it is not possible to measure the Doppler frequency with a high degree of accuracy.

[0028] Further, as obvious from the equation (1), since the difference information may also include an amount corresponding to the difference information of the path timing derived from a carrier offset frequency error between the base station and the mobile station, it is not possible to measure the Doppler frequency with a high degree of accuracy leaving the system as it is.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0029] The present invention has been made taking the foregoing problems into consideration and provides a portable communication apparatus, a circuit for detecting a shifted frequency and a method for detecting a shifted frequency capable of detecting a current Doppler frequency with a high degree of accuracy, preventing deterioration of a transmission diversity effect, and securing a good reception property, for example, even under a communication environment where the level of a received signal is low or a multipath environment in the DS-CDMA system mobile communication system. In addition, the present invention provides a portable communication apparatus, a circuit for detecting a shifted frequency and a method for detecting a shifted frequency capable of detecting a current Doppler frequency with a high degree of accuracy, preventing deter-

rioration of a transmission diversity effect, and securing a good reception property without newly adding a complex structure for detecting the Doppler frequency.

[0030] A circuit for detecting a shifted frequency according to the present invention may include a path selection unit for measuring a delay profile of a spread signal that has passed through a plurality of paths and searching and selecting an optimum path; a plurality of finger processing units for reverse spreading a spread signal of each path, obtaining a channel estimated value with respect to each path, and carrying out coherent detection; a phase difference measuring unit for measuring a phase difference from a phase variation component of each channel estimated value; a path timing difference measuring unit for measuring a periodical path timing difference depending on the delay profile; a frequency error detecting unit for detecting a frequency error of the signal by using the path timing difference and the phase difference; and a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency on the basis of the frequency error.

[0031] A method for detecting a shifted frequency according to the present invention may include measuring a delay profile of a spread signal that has passed through a plurality of paths and searching and selecting an optimum path; reverse spreading a spread signal of each path, and obtaining a channel estimated value with respect to this path by using a given pilot symbol; carrying out finger processing to perform coherent detection; measuring a phase difference from a phase variation component of each channel estimated value obtained by each finger processing; measuring a periodical path timing difference depending on the delay profile; detecting a frequency error of the signal by using the path timing difference and the phase difference; and detecting a Doppler frequency on the basis of the frequency error.

[0032] A portable communication apparatus according to the present invention may include a circuit for detecting a shifted frequency having a path selection unit for measuring a delay profile of a received signal that has passed through a plurality of paths and searching and selecting an optimum path; a plurality of finger processing units for reverse spreading a spread signal of each path, obtaining a channel estimated value with respect to this path by using a given pilot symbol to carry out coherent detection; a phase difference measuring unit for measuring a phase difference from a phase variation component of each channel estimated value; a path timing difference measuring unit for measuring a periodical path timing difference by the delay profile; a frequency error detecting unit for detecting a frequency error of the signal by using the path timing difference and the phase difference; a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency on the basis of the frequency error; and a transmission and reception circuit for transmitting and receiving a signal that is spread by a spread code to and from a base station.

[0033] A portable communication apparatus according to the present invention may include a transmitting and receiving unit for transmitting and receiving a signal that is spread by a spread code to and from a base station; a control unit for controlling a transmission and reception property of the transmitting and receiving unit; a control information generating unit for generating control information to be used for at least an uplink control channel; a Doppler frequency

detecting unit for detecting a Doppler frequency of a received signal; and a determination unit for determining whether or not a closed loop transmission diversity should be carried out in accordance with the detected Doppler frequency. Further, the control information generating unit may notify the base station side of information corresponding to the determination result by inserting the information into the uplink control channel; the control unit may optimally control a reception property of the transmitting and receiving unit in response to a reply from the base station corresponding to the notification.

[0034] In other words, according to the present invention, since a frequency error of a signal is detected by using a phase difference that is obtained from each phase variation component of each path and a path timing difference that is obtained from a delay profile and the Doppler frequency is detected on the basis of its frequency error, for example, even under a communication environment having a low signal level and a multipath environment, it is possible to detect the current Doppler frequency with a high degree of accuracy. In addition, according to the present invention, since the current Doppler frequency is detected at a mobile communication terminal, the value itself of this Doppler frequency or the information representing whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out is reported to the base station side, and the reception property is optimally controlled in response to a reply from the base station side in accordance with this report, it is possible to obtain a good reception property.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0035] The above and other objects, features and advantages of the present invention will become more apparent from the following description of the presently preferred exemplary embodiments of the invention taken in conjunction with the accompanying drawings, in which:

[0036] FIG. 1 is a block diagram for showing an internal structure of a portable telephone according to the present invention;

[0037] FIG. 2 is a block diagram for showing a detailed structure of a block diagram for showing a detailed structure of a reception demodulating unit;

[0038] FIG. 3 is a view for showing details of a frame structure of a DPCH;

[0039] FIG. 4 is a view for showing details of a frame structure of a P-CPICH;

[0040] FIG. 5 is a view to be used for explaining an averaged delay profile measuring example in a path search and path selection unit;

[0041] FIG. 6 is a view to be used for explaining phase variation information of a channel estimated value between pilot symbols within a slot;

[0042] FIG. 7 is a view to be used for explaining phase variation information of a channel estimated value between pilot symbol groups within respective slots;

[0043] FIG. 8 is a view for showing a schematic structure of a mobile communication system according to an embodiment of the present invention;

[0044] FIG. 9 is a view for showing schematic structures of a conventional finger processing unit and a conventional RAKE signal processing unit; and

[0045] FIG. 10 is a view for showing a relation between a location of a path, of which a reverse spread value is received with respect to a path to be acquired and tracked by a conventional finger processing unit, and a time lapse.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0046] The embodiments of the present invention will be described with reference to the drawings below.

[0047] FIG. 1 shows a schematic structure of a portable telephone in a DS-CDMA system as an embodiment of a portable communication apparatus according to the present invention. Further, the portable communication apparatus according to the present invention may be not only a portable telephone but also a mobile communication terminal such as a car navigation apparatus provided with a communication function in the DS-CDMA system and a PDA apparatus (Personal Digital Assistant) or the like.

[0048] As shown in FIG. 1, the portable telephone according to the present embodiment is provided with a transmitted/received signal processing unit 21, a communication processing unit 22, and an application control processing unit 23. The communication processing unit 22 and the application control processing unit 23 are connected with each other via a CPU interface unit 24 (CPU I/F unit). The above-mentioned communication processing unit 22 is provided with a communication CPU 61 for controlling the communication such as a telephone call or the like. The above-mentioned application control processing unit 23 is provided with an application CPU 71 for controlling various applications such as a display processing of a standby screen and a voice processing of a ring-tone melody or the like. Further, according to the present embodiment, an example is explained, in which different CPUs take charge of the processing at the communication processing unit 22 and the processing at the application control processing unit 23, respectively, however, one CPU may take charge of these processing or three and more CPUs may share these processing.

[0049] [Basic Operation Upon Receiving a Signal]

[0050] Receiving a radio wave from a base station (not illustrated) from a two-way antenna 31, the transmitted/received signal processing unit 21 may transmit the received signal to a reception RF unit 33 via an antenna duplexer 32. The reception RF unit 33 may carry out a processing such as low noise amplification of this received signal, down conversion of a high frequency received signal into a base band signal, and an orthogonal detection or the like. I and Q base band signals after the orthogonal detection are transmitted to a reception demodulating unit 34.

[0051] The detailed structure and operation will be described later, however, the reception demodulating unit 34 may perform finger processing including quantization processing of I and Q base band signals, reverse spread by a spread code replica, channel estimation by using a pilot symbol, and coherent detection by using this channel estimated value. In addition, this reception demodulating unit 34 may perform a RAKE combining processing of a signal

after each finger processing and outputting of the received data after this RAKE combining to a data separating unit 38 or the like. Further, the reception demodulating unit 34 according to the present embodiment may perform processings including a phase difference measurement by using each of the above-mentioned channel estimated value, search and selection of an optimum path on the basis of the estimated value of an averaged delay profile, detection of a periodical path timing difference, frequency error detection by using the information of the phase difference and the path timing difference, averaging of the frequency error signals, and detection of a current Doppler frequency due to the frequency error signal after the averaging processing and the current frequency error signal or the like. Then, the value of the Doppler frequency that is detected from the above received signal at the reception demodulating unit 34 will be sent to a communication CPU 61 of the communication processing unit 22.

[0052] The data separating unit 38 determines classification of the received data, namely, if the received data is voice data or other communication data (for example, packet communication data) and separates the voice data and the communication data from the received data in accordance with this classification determination. Then, the data separating unit 38 may send the voice data to a voice decoding unit 39 and the communication data to a communication data decoding unit 42.

[0053] After performing decoding processings including an expansion processing of the voice data, a deinterleave processing, and an error correction processing or the like, the voice decoding unit 39 may perform D/A (digital/analog) conversion processing. The analog voice signal after this D/A conversion is amplified by an amplifier 40 and is supplied to a speaker 41, and this allows the received voice to be outputted via the speaker 41.

[0054] The communication data decoding unit 42 performs decoding processings including the expansion processing of the above-mentioned communication data, the deinterleave processing, and the error correction processing or the like and sends the obtained communication data to the communication processing unit 22. In addition, this communication data is also sent to the application control processing unit 23 according to need.

[0055] [Basic Operation Upon Transmitting a Signal]

[0056] On the other hand, an analog voice signal that is inputted via a microphone 43 is transmitted to a voice encoding unit 45 after adjusted into a given level by an amplifier 44. The voice encoding unit 45 may A/D (analog/digital) convert the voice signal, and further, the voice coding unit 45 may perform processings including a compression processing, an interleave processing and an addition processing of an error correction code or the like on the voice signal to send the obtained voice data to a transmission modulating unit 49.

[0057] In addition, the communication data inputted from the communication processing unit 22 will be sent to a communication data encoding unit 47. This communication data encoding unit 47 may perform processings including the compression processing, the interleave processing, and the addition processing of an error correction code or the like on the communication data to send the obtained communication data to the transmission modulating unit 49.

[0058] The transmission modulating unit 49 may perform the modulation processing with respect to the supplied voice data and communication data by the spread code and then, D/A converting the obtained I and Q base band signals, the transmission modulating unit 49 may send the D/A converted signals to a transmission RF unit 50.

[0059] After up-converting the above-mentioned I and Q base band signals to a transmission signal of a high frequency, the transmission RF unit 50 amplifies these signals and sends them to the antenna duplexer 32. The antenna duplexer 32 in this case may send the above-mentioned transmitted signal to the two-way antenna 31, and this allows the transmission signal to be transmitted from this antenna 31 as a radio wave.

[0060] [Structure of Communication Processing Unit and Basic Operation]

[0061] The communication CPU 61 of the communication processing unit 22 may control the above-described signal transmission/reception processing in the transmitted/received signal processing unit 21. Specifically, the communication CPU 61 will carry out various communication control processing in accordance with communication control software that is stored in a ROM (Read Only Memory) 63.

[0062] In addition, the communication CPU 61 may generate various control data for a common antenna and for an individual channel to be used for an uplink. Although the details thereof will be described later, particularly according to the present embodiment, the communication CPU 61 may also add the value of the Doppler frequency transmitted from the reception demodulating unit 34 of the transmitted/received signal processing unit 21 or the predetermined information that is generated on the basis of this Doppler frequency, for example, to the data for a dedicated control channel (DCCH) during uplink communication to report the value of the Doppler frequency or the certain information to the base station side.

[0063] Further, the communication CPU 61 is connected to the ROM 63, a RAM 64 (Random Access Memory), and an EEPROM 65 (Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory). The RAM 64 is used as a work area of the communication CPU 61 and the RAM 64 may store the data or the like during calculation according to need during execution of software of the communication CPU 61 and may temporarily store the data to be exchanged between other respective units. The EEPROM 65 is a nonvolatile memory and even if a power source of the portable telephone is turned off, for example, the EEPROM 65 can keep stored the information of a communication setting condition just before. Accordingly, the communication CPU 61 can realize the setting just before that the power source is turned off by controlling the setting of each unit on the basis of the information that is stored in this EEPROM 65 when the power source is turned on in the next place.

[0064] In this way, the communication processing unit 22 may perform various communication control processings including a transmission and reception processing of a signal or the like by the above-mentioned communication control software.

[0065] [Structure and Basic Operation of Application Control Processing Unit]

[0066] The application control processing unit 23 executes applications such as a user interface control such as a key input or the like, a display processing of a standby screen and a voice processing of a ring-tone melody or the like. Specifically, the application CPU 71 may activate application software to be stored in a ROM 72 and control respective units that are connected with each other via an application bus line 73 so as to realize the above-described application function.

[0067] From among respective constituent elements that are connected to the above-mentioned application CPU 71 via the application bus line 73, a RAM 74 is used as a work area of the application CPU 71, and an EEPROM 75 stores a setting condition or the like of the application. In addition, the ROM 72 stores information for initializing the portable telephone, font data for displaying a character on a display unit 82 (LCD), sound sample data for obtaining a sound output through a ringer 78, and an oscillation pattern for operating a vibrator 79 or the like. An internal storage 89 is a rewritable storage media, in which, for example, the storage hold operation such as a flush memory or the like is not needed, and the internal storage 89 may store various data, for example, the above-mentioned various application software, a telephone directory data comprising the information such as a telephone number and an electronic mail address and names and appellations corresponding to these telephone number and electronics mail address, schedule data, communication history data of transmission and reception, and memo pad data or the like. Further, these data may be stored in the EEPROM 75. In addition, the internal storage 89 and the EEPROM 75 may be realized by not constituting separately but dividing a storage area in the same memory.

[0068] A key operating unit 76 may be composed of a button to be used for inputting a telephone number, an alphabet, a kana character and a mark or the like, a cursor operating element for moving a cursor on a screen, various keys and buttons to be operated by a user such as power-on and power-off or the like and a dial. In the portable telephone, if the user operates the key operating unit 76, a key I/F 77 will send its operation information to the application CPU 71. In this time, the application CPU 71 will carry out the application processing in accordance with the key operation.

[0069] In addition, the application CPU 71 may drive the ringer 78, the vibrator 79 and an LED (Light Emitting Diode) 80 to notify the user of calling or the application CPU 71 may control the display unit 82 to display a standby screen and various message or the like thereon via an I/F 81.

[0070] In addition, for example, it is assumed that this portable telephone is provided with a card drive 84 capable of fitting a SIM (Subscriber Identity Module) card 83 and a storage I/F 87 capable of connecting an external storage 86. If the above-mentioned SIM card 83 is mounted on this card drive 84, the card drive 84 may read an individual ID such as a telephone number or the like of the user recorded in this SIM card 83 to supply it to the communication CPU 61 via the card I/F 85 and the CPU I/F unit 24. At this time, for example, the communication CPU 61 will certificate the

user by these kinds of information. In addition, if the external storage 86 is connected to a storage I/F 87, the application CPU 71 will read a content recorded in this external storage 86 via the storage I/F 87. This information read from the external storage 86 is also supplied to the communication CPU 61 according to need. Further, the above-mentioned external storage 86 may be a semiconductor memory, for example, shaped in a stick or a card. This external storage 86 has a large volume, for example, and can store various application software and the data such as a standby screen, a ring-tone melody, and a font or the like. In addition, the communication CPU 61 and the application CPU 71 also can read the software that is stored in the external storage 86 to control rewriting of the existing software (version up, update). It is a matter of course that version up and update are deemed to be allowed in the portable telephone according to the present embodiment in accordance with the software received via the antenna 31 or downloaded via an external I/F 88.

[0071] [Detailed Structure and Detailed Operation of Reception Demodulating Unit]

[0072] In the next place, with reference to FIG. 2, the detailed structure and the detailed operation of the above-mentioned reception modulating unit 34 will be described. It will be mainly described how this reception modulating unit 34 will detect the Doppler frequency below. Further, FIG. 2 also shows the received RF unit 33 at a front stage of the reception modulating unit 34.

[0073] In FIG. 2, a received signal is supplied to a terminal 1 from the antenna duplexer 32. The reception RF unit 33 amplifies the received signal, down converts the received signal in a RF band by a reference frequency signal from a VC-TCXO (voltage control-temperature compensated crystal oscillator) 13 into the above-mentioned base band signal, and further generates I and Q base band signals by an orthogonal detection. The I and Q base band signals outputted from the reception RF unit 33 are transmitted in an A/D converter 3 of the reception demodulating unit 34.

[0074] A reference clock generated by a reference clock generating unit 8 by using a reference frequency signal from the above-mentioned VC-TCXO 13 is supplied to this A/D converter 3 as a sampling clock. The A/D converter 3 samples the I and Q base band signals by the sampling clock and outputs a quantized digital signal. Further, it is deemed that the sampling frequency upon A/D conversion is normally over sampled with respect to a chip rate in order to improve a degree of accuracy. The received digital signal after the quantization is sent to finger processing units 35-1, 35-2, . . . , 35-n and a path search and path selection unit 9.

[0075] In this case, there are various physical channels in a downlink signal from the base station in the DS-CDMA system mobile communication system. In the 3 GPP, eleven downlink physical channels in total are defined such as a DPCH (Dedicated physical control channel), a SCH (Synchronization channel), a P-CPICH (Primary-Common pilot channel), a P-CCPCH (Primary-Common control physical channel) and a PICH (Paging indicator channel) or the like. Among these, the DPCH is a physical channel to be used actually when the user communicates, and the P-CPICH is used as a phase reference for each downlink physical channel and is always and regularly transmitted from the base station in all directions. In addition, there is one P-CPICH

for one cell (sector), so that the P-CPICH serves as a physical channel to be used upon cell search.

[0076] FIGS. 3 and 4 show details of a frame structure of a DPCH and a P-CPICH of a downlink. As shown in FIG. 3, in the DPCH of the downlink, one frame is composed of fifteen time slots (Slot No. 1 to Slot No. 15) and one time slot is composed of data (Data 1), a TPC (transmission power control command), a TFCI (Transport Format Combination Indicator), data (Data 2) and a pilot symbol (pilot). The pilot symbol (pilot) of the DPCH is a signal, of which modulation phase of the transmission data has been known in advance at the receiver side of the CDMA. In addition, within one time slot, at least one symbol to eight symbols at the maximum are to be applied. As shown in FIG. 4, in the P-CPICH, one frame is composed of fifteen time slots (Slot No. 1 to Slot No. 15) and one time slot is composed of the transmission data having predefined ten symbols A. The transmission data of this P-CPICH is also a signal, of which modulation phase has been determined in advance.

[0077] Returning to FIG. 2, the path search and path selection unit 9 measures the averaged delay profile by using the above-described quantized received signal to acquire synchronization of each path within the search range. In this case, since the received signal of each path, of which synchronization is acquired, includes interference of the other user and a thermal noise, the path search and path selection unit 9 eliminates the above-mentioned interference of the other user and the thermal noise by determining a threshold for a level of the received signal of each path, and then, the path search and path selection unit 9 selects the path in descending order of a level of the received signal. In addition, generally, under a land mobile communication environment, each path on the delay profile is temporally varied arising from Rayleigh fading, so that the path search and path selection unit 9 may average the level of the received signal of each path in order to eliminate the influence due to the temporary variation. Further, according to the present embodiment, in order to track the delay profile varying at a high speed and decrease the averaged time of the level of the received signal of each path, the path search and path selection unit 9 uses a matched filter, of which initial synchronization time of the diffused code is short. In addition, the path search and path selection unit 9 may use the P-CPICH as a physical channel to acquire synchronization. As described above, the P-CPICH is a phase difference reference of each downlink physical channel and the P-CPICH is always transmitted throughout a cell (sector) from the base station. Since this P-CPICH is transmitted by a power larger than that of the DPCH, which is generally used for the user communication, the path search and path selection unit 9 can acquire the path of the received signal with a high degree of accuracy. Further, in a case that the P-CPICH cannot be used, the path search and path selection unit 9 may use a S-CPICH instead of the P-CPICH. However, the S-CPICH is used when an upper layer (PRC protocol) notifies a terminal of this.

[0078] FIG. 5 shows an averaged delay profile measurement example at the path search and path selection unit 9. In this case, in the drawing, a reference numeral T0 represents a path search range time, each waveform of #1, #2, and #3 is an averaged delay profile that is averaged by an averaged time, in which the path searcher output can be arbitrarily set. Focusing attention on the largest paths ps10 and ps20 among

the paths whose levels are larger than the path selection threshold levels, in the averaged delay profiles #1 to #2, its timing difference is $\Delta t1$. Similarly, focusing attention on the largest paths ps20 and ps30 among the paths whose levels are larger than the path selection threshold value in the averaged delay profiles #2 to #3, its timing difference is $\Delta t2$. Accordingly, by using the above-described equation (1), if $\Delta t1/Nt$ and $\Delta t2/2 \cdot Nt$ are calculated, the frequency error, namely, the relative moving speed can be estimated. However, Nt represents a delayed profile averaged time.

[0079] Next, the averaged delay profile information that is measured by the path search and path selection unit 9 is transmitted to a path timing difference measuring unit 12 and allocation information of the path, of which synchronization is acquired and which is selected, is transmitted to finger processing units 35-1 to 35-n.

[0080] The path timing difference measuring unit 12 may generate the path timing difference information from a reference clock from the above-described averaged delay profile information and the reference clock generating unit 8. In this case, this path timing difference measuring unit 12 generates the path timing difference information according to a method to obtain the timing difference between the largest paths from among the paths whose levels of the received signals are larger than the path selection threshold levels and a method to obtain the timing difference between respective paths corresponding to the received signal amplitudes of respective paths having the received signal levels larger than the path selection threshold levels and to synthesize the information of each timing difference in the maximum ratio. Further, according to the present embodiment, since the path timing difference measuring unit 12 generates the above-described path timing difference information by using the averaged delay profile information that is obtained by the path search and path selection unit 9 of an essential function as a receiver in the DS-SSMA system, the size of the path timing difference measuring unit 12 is not increased from the aspect of a circuit and control.

[0081] Further, since the received signal of the acquired each path includes interference of the other user and the thermal noise, the path timing difference measuring unit 12 according to the present embodiment may weight this path timing difference information by adding reliability information corresponding to the signal amplitude of the received signal of the above-mentioned path to the above-mentioned measured each path timing difference information. This weighted each path timing difference information will be sent to a frequency error detecting unit 15.

[0082] On the other hand, the paths that are acquired and selected by the above-described path search and path selection unit 9 are allocated to the finger processing units 35-1, 35-2, . . . , 35-n, respectively. These respective finger processing units 35-1, 35-2, . . . , 35-n have the same structures, respectively. In this case, taking the finger processing unit 35-1 as a typical example, the structure of the finger processing units will be described below. The finger processing unit 35-1 is made up with a reverse spread unit 4, a channel estimating unit 5 and a coherent detecting unit 6. The reverse spread unit 4 reverse-spreads the above-mentioned received signal after quantization using each chip timing at the path search and path selection unit 9 in accordance with a spread code replica of the DPCH during

communication to the current base station by using each chip timing at the path search and path selection unit 9. The reverse spread received signal of the DPCH is sent to the channel estimating unit 5. The channel estimating unit 5 will perform channel estimation by using the pilot symbol of the downlink DPCH as shown in FIG. 3. The channel estimation means to estimate a fading complex envelope curve of the received signal arising from fading variation of each path. In other words, in order to perform absolute synchronization detection, a variation of a phase and amplitude of the received signal arising from the fading variation of each path, namely, the fading complex envelope curve should be estimated, so that the channel estimating unit 5 may estimate the fading complex envelope curve. In specific, the channel estimating unit 5 defines a reception phase and amplitude of the pilot symbol of the above-mentioned downlink DPCH whose transmission data modulation phase has been known in advance, as the reference phase and amplitude so as to obtain a channel estimated value representing an amount corresponding to an amplitude and a phase variation arising from fading. The channel estimated value obtained by the channel estimating unit 5 and the above-described received signal after reverse spread will be sent to the coherent detecting unit 6. In addition, the channel estimated value is also sent to a phase difference measuring unit 10. The coherent detecting unit 6 compensates an amount corresponding to the phase variation of the received signal by multiplying the received signal for each symbol by a complex conjugate of the above-described channel estimated value. The received signal outputted from this coherent detecting unit 6 after the above-mentioned phase variation compensation will be sent to a RAKE combining unit 7.

[0083] The RAKE combining unit 7 combines a received signal of the downlink DPCH that is outputted from respective finger processing units 35-1 to 35-n in the maximum ratio. The received signal from this RAKE combining unit 7 is sent to the data separating unit 38 shown in FIG. 1 via a terminal 36, and at the same time, this received signal is also sent to a SIR (Signal-to-Interference Ratio) measuring unit 11.

[0084] The SIR measuring unit 11 measures SIR by using the downlink DPCH received signal that is combined by the above-mentioned RAKE combining unit 7 in the maximum ratio to generate the reliability information corresponding to the SIR. This reliability information will be sent to the phase difference measuring unit 10.

[0085] The phase difference measuring unit 10 measures the phase difference of the received signal by using the phase variation information of the channel estimated value sent from the channel estimating unit 5. In this case, according to the present embodiment, the phase difference measuring unit 10 may obtain the phase difference information using the phase variation information obtained from each pilot symbol within the slot and the phase difference information using the phase variation information obtained from each pilot symbol group between the slots. Since these phase difference information are measured by using the channel estimated value using the pilot symbol of the downlink DPCH that is used for the current user communication, it can be said that these phase difference information are in line with the current conditions. Further, as the phase variation information of the channel estimated value to be used upon obtaining the above-mentioned phase difference, for

example, the phase difference measuring unit 10 can use only the phase variation information from the finger processing unit, to which the path (for example, the path having the maximum signal amplitude) whose received signal level is larger than the path selection threshold level, is allocated, or the phase difference measuring unit 10 can use the phase variation information that is obtained by combining the phase variation information of each finger processing unit in response to the received signal amplitude of each path, which is allocated to each finger processing unit by the path search and path selection unit.

[0086] Assuming that a pilot symbol of the downlink DPCCH is made of, for example, two symbols (referred to as a first pilot symbol and a second pilot symbol), a specific example in which the above-described phase difference measuring unit 10 obtains the phase difference information by using the phase variation information from among the pilot symbol groups between each pilot symbol within the above-mentioned slot and the slot will be explained with reference to FIGS. 6 and 7.

[0087] At first, with reference to FIG. 6, by using the phase variation information obtained from each pilot symbol within the slot, an example in which the above-described phase difference measuring unit 10 obtains the phase difference information will be described below. In FIG. 6, providing that normal coordinate positions CP12 of the first and second pilot symbols within the slot are defined in a first quadrant together, an amount corresponding to the phase variation between the coordinate position CP1 of the received first pilot symbol and the normal coordinate position CP12, namely, the phase variation information of the channel estimated value that is obtained from the first pilot symbol is $\Delta\theta 1$, and an amount corresponding to the phase variation between the coordinate position CP2 of the received second pilot symbol and the normal coordinate position CP12, namely, the phase variation information of the channel estimated value that is obtained from the second pilot symbol is $\Delta\theta 2$. Accordingly, as a result, an absolute value of the phase difference between the first and second pilot symbols within the slot is $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|$ and a code of the phase difference represents negative. Thus, the phase difference measuring unit 10 may obtain the phase difference information of the channel estimated value that is obtained from each pilot symbol within the slot.

[0088] Next, with reference to FIG. 7, by using the phase variation information obtained from the first and second pilot symbols between the slots, an example in which the above-described phase difference measuring unit 10 obtains the phase difference information will be explained below. In FIG. 7, providing that normal coordinate positions CGP12 of the first and second pilot symbol groups between the slots are defined in a first quadrant together, the phase variation information between the coordinate position CGP1 of the received first pilot symbol group and the normal coordinate position CGP12, namely, the phase variation information of the channel estimated value that is obtained from the first pilot symbol group is $\Delta\theta 3$, and the phase variation information between the coordinate position CGP2 of the received second pilot symbol group and the normal coordinate position CGP12, namely, the phase variation information of the channel estimated value that is obtained from the second pilot symbol group is $\Delta\theta 4$. Accordingly, as a result, an absolute value of the phase difference between the first

and second pilot symbol groups of the above-mentioned respective slots is $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|$ and a code of the phase difference represents negative. Thus, the phase difference measuring unit 10 may obtain the phase difference information of the channel estimated value that is obtained from each pilot symbol group between the slots.

[0089] Further, since the phase difference measuring unit 10 obtains the phase difference information by using the phase variation information of each channel estimated value in each finger processing unit of an essential function as a receiver in the DS-SS-CDMA system, the size of the path timing difference measuring unit 12 is not increased from the aspect of a circuit and control.

[0090] Further, since the received signal of the above-mentioned downlink DPCCH includes interference of the other user and the thermal noise, the above-described phase difference measuring unit 10 may weight the phase difference information by adding reliability information corresponding to the SIR that is measured by the above-mentioned SIR measuring unit 11 to the above-mentioned phase difference information. This weighted phase difference information will be sent to the frequency error detecting unit 15.

[0091] The frequency error detecting unit 15 will detect a frequency error by using the phase difference information supplied from the above-described phase difference measuring unit 10 and the path timing difference information supplied from the above-described path timing difference measuring unit 12.

[0092] Generally speaking, unless the channel estimated value due to the pilot symbol, namely, the absolute value of the phase difference obtained from the phase difference information is within 180 degrees, it is not possible to detect if the phase is deviated in a positive direction or a negative direction.

[0093] In addition, it can be said that the phase difference information between the pilot symbols within the above-mentioned slot from among the phase difference information obtained by the above-described phase difference measuring unit 10 is the information capable of detecting the phase difference correctly with respect to the large frequency error. In other words, taking the above-described example shown in FIG. 6, if $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|/T$ symbol is calculated according to the above-mentioned equation (1) by using the absolute value $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|$ of the phase difference between the first and second pilot symbols within the slot, it is possible to estimate the large frequency error (namely, the relative moving speed). Herein, "T symbol" means a symbol frequency.

[0094] In the similar way, it can be said that the phase difference information between the pilot symbols within the above-mentioned slot from among the phase difference information obtained by the above-described phase difference measuring unit 10 is the information capable of detecting the phase difference correctly with respect to the minute frequency error. In other words, taking the example shown in FIG. 7, if $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|/T$ slot is calculated according to the above-mentioned equation (1) by using the absolute value $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|$ of the phase difference between respective pilot symbol groups in each slot, it is possible to estimate the minute frequency error (namely, the relative moving speed). Herein, "T slot" means a slot frequency.

[0095] Thus, the frequency error detecting unit 15 according to the present embodiment uses the phase difference information between the pilot symbols within the slot for detecting the large frequency error and uses the phase difference information between the pilot symbol groups in each slot for detecting the minute frequency error so as to detect the frequency error from these phase difference information and the above-mentioned path timing difference information.

[0096] In this case, as described above, the above-mentioned path timing difference information is generated from the P-CPICH (S-CPICH), and the phase difference information is generated from the downlink DPCH. On the other hand, according to the DS-CDMA system, in order to increase a user capacity in the downlink in the future, it is considered to control directional characteristics by an adaptive array antenna at the base station side. In this case, in the P-CPICH that is regularly transmitted in all directions of a cell (sector) and in the downlink DPCH, of which directional characteristics are controlled, a propagation condition of a channel may be different. Accordingly, according to the present embodiment, by using two kinds of information, namely, the path timing difference information by using the P-CPICH (S-CPICH) and the phase difference information by using the pilot symbol of the downlink DPCH, it is possible to detect the frequency error with a high degree of accuracy.

[0097] In addition, according to the present embodiment, as described above, the reliability information is added to the path timing information and the phase difference information, respectively, and this reliability information is used for detecting the frequency error with a higher degree of accuracy. In other words, as an example, the frequency error detecting unit 15 compares the reliability information added to the phase difference information from the phase difference measuring unit 10 with the reliability information added to the path timing difference information from the path timing difference measuring unit 12 so as to detect the frequency difference. Alternatively, using, for example, the reliability information added to the phase difference information from the phase difference measuring unit 10 and the reliability information added to the path timing difference information from the path timing difference measuring unit 12 as weight, and combining these phase difference information and timing difference information in the maximum ratio, the frequency error detecting unit 15 may detect the frequency error from the information after combining in the maximum ratio.

[0098] As described above, the information of the frequency error that is detected by the above-mentioned frequency error detecting unit 15 is sent to an average processing unit 17 and a calculating unit 18.

[0099] The average processing unit 17 averages the above-mentioned frequency error. The information of the frequency error that is averaged by this average processing unit 17 is sent to the calculating unit 18 and a frequency correction amount calculating unit 16. The frequency correction amount calculating unit 16 obtains a frequency correction amount of the portable telephone itself by using the above-described averaged frequency error information. This frequency correction amount information is converted into a control voltage value by a D/A converter 14 to be sent

to the VC-TCXO 13. The VC-TCXO 13 is automatically frequency-controlled (AFC) in accordance with the above-described control voltage value. Thus, the frequency of the portable telephone is corrected.

[0100] In this case, the averaging processing of the frequency error in the above-described average processing unit 17 is carried out in order to absorb random frequency variation amount to be generated by multipath fading under a mobile communication environment and the averaging processing of the frequency error in the above-described average processing unit 17 corresponds to extraction of a carrier wave offset frequency error amount to be generated between a base station and a mobile station. Further, the average processing unit 17 according to the present embodiment is provided with a function capable of arbitrarily setting an averaged time upon averaging the frequency error information from the frequency error detecting unit 15. A parameter of this averaged time is determined by selecting an optimum value from among a simulation value and experimental results under an actual mobile communication environment so that a frequency correction amount to be used for the above-mentioned AFC operation becomes optimum.

[0101] On the other hand, the calculating unit 18 subtracts the current frequency error that is supplied from the above-mentioned frequency error detecting unit 15 from the frequency error after the above-mentioned average processing. In other words, this calculating unit 18 may take a difference between the current frequency error that is supplied from the above-mentioned frequency error detecting unit 15 and the frequency error after the above-mentioned average processing. The frequency error information after subtract processing at this calculating unit 18 will be sent to a Doppler frequency detecting unit 19.

[0102] The Doppler frequency detecting unit 19 may detect the current Doppler frequency by using the frequency error information from the above-mentioned calculating unit 18. This detected Doppler frequency is outputted through a terminal 37 to be sent to the communication CPU 61 shown in FIG. 1.

[0103] According to the above explanation, the portable telephone according to the present embodiment may detect a frequency error of a signal by using a phase difference obtained from each phase variation component of each path and a path timing difference obtained from the delay profile so as to detect a Doppler frequency on the basis of this frequency error. Therefore, the portable telephone according to the present embodiment can detect the current Doppler frequency with a high degree of accuracy, for example, even under a communication environment with a low reception level and a multipath environment. In addition, by using the path search and path selection function of an essential function as a receiver in the DS-CDMA system and a channel estimating function in the finger processing unit, the portable telephone according to the present embodiment obtains a path timing difference and a phase difference, then, detects a frequency error, and further, detects a Doppler frequency. Therefore, without newly adding a complex circuit, the portable telephone according to the present embodiment can detect a Doppler frequency with a high degree of accuracy by a small size of a circuit and a low-cost structure.

[0104] Next, FIG. 8 shows a schematic structure of the mobile communication system according to the present invention which includes a mobile station 93 and a base station 90 corresponding thereto. In this FIG. 8, a base station 90 is provided with antennas 91 and 92 or the like for transmission diversity. In addition, the mobile station 93 is the portable telephone according to the present embodiment. Between the above-mentioned base station 90 and the portable telephone according to the present embodiment (the mobile station 93), a radio communication through electric waves W1, W2 and W3 will be carried out.

[0105] In this case, as described above, the closed loop transmission diversity has an effect on improvement of the reception property in principle upon moving at a low speed, namely, in a case that a Doppler frequency is small. On the other hand, it is known that the reception property of this closed loop transmission diversity is deteriorated because of reception error of the feedback information at the base station and delay of tracking with respect to variation of a propagation path property upon moving at a high speed, namely, in a case that the Doppler frequency is large.

[0106] Therefore, the above-mentioned communication CPU 61 of the portable telephone according to the present embodiment (the mobile station 93) compares the Doppler frequency transmitted from the reception demodulating unit 34 as described above with a given threshold. Then, the communication CPU 61 judges that there is no effect on improvement of the reception property even in the closed loop transmission diversity when the above-mentioned Doppler frequency exceeds this threshold. On the other hand, the communication CPU 61 judges that there is an effect on improvement of the reception property even in the closed loop transmission diversity when the above-mentioned Doppler frequency does not exceed this threshold and then, the communication CPU 61 determines whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out in accordance with this judgment result. Further, the above-mentioned threshold is obtained by selecting the optimum value from among a simulation value and experimental results under an actual mobile communication environment.

[0107] Then, when an individual channel is established with respect to the base station 90, the communication CPU 61 of the portable telephone according to the present embodiment (the mobile station 93) transmits the above-mentioned determination result information whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out to the transmission modulating unit 49 with the determination result information added to a dedicated control channel (DCCCH) during uplink communication and then, the communication CPU 61 notifies the base station 90 of this.

[0108] Receiving this determination result information, the base station 90 may follow the determination result information transmitted from the above-mentioned mobile station 93 upon judgment whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out. In other words, when the determination result information representing that the closed loop transmission diversity should be carried out is transmitted from the mobile station 93, the base station 90 will carry out the closed loop transmission diversity control. On the contrary, when the determination result information representing that the closed loop transmission diversity should not be carried out is transmitted from the mobile

station 93, the base station 90 will not carry out the closed loop transmission diversity control but will carry out, for example, the open loop transmission diversity control.

[0109] Hereby, this mobile communication system can prevent the deterioration of the reception property by applying the closed loop transmission diversity when the Doppler frequency is large. On the other hand, when the Doppler frequency is small, the mobile communication system can apply the closed loop transmission diversity and can obtain a good reception property.

[0110] Further, performing a binary determination, for example, if the Doppler frequency exceeds the threshold, the mobile station 93 may notify the base station 90 of this binary determination result. In this case, it is possible to decrease a communication amount in the dedicated control channel (DCCCH) during uplink communication.

[0111] Alternatively, without judging whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out, the mobile station 93 may notify the base station 90 of a value itself of the above-mentioned detected Doppler frequency by using the dedicated control channel (DCCCH) during uplink communication. In this case, the base station 90 judges whether or not the closed loop transmission diversity should be carried out by using this notified value of the Doppler frequency.

[0112] After that, receiving from the base station 90 a response that the closed loop transmission diversity control should be carried out, or a response that the closed loop transmission diversity control should not be carried out and, for example, the open loop transmission diversity control should be carried out, the communication CPU 61 of the portable telephone according to the present embodiment optimum-controls the reception property of the reception demodulating unit 34 in accordance with the response.

[0113] As described above, according to the present embodiment, the optimum control of the closed loop transmission diversity in accordance with the Doppler frequency is made possible by detecting the current Doppler frequency at the portable telephone (the mobile station 93) side, notifying the side of the base station 90 of the value of the Doppler frequency itself or the information if the closed loop transmission diversity should be carried out by using, for example, the dedicated control channel (DCCCH) during uplink communication, and judging whether or not the side of the base station 90 should carry out the closed loop transmission diversity in response to the notified value, and this results in improvement of the reception property.

[0114] Further, only one example of the present invention has been explained above as the embodiment. Therefore, it is a matter of course that the present invention is not limited to the above-described embodiment and various modifications will be possible in response to a design or the like without departing from the scope thereof.

[0115] According to the present invention, detecting a frequency error of a signal from the phase difference obtained from each phase variation component of each path and a path timing difference obtained from a delay profile, it is possible to detect a Doppler frequency on the basis of this frequency error. Hereby, without newly adding a complex Doppler frequency detection circuit, and even under a communication environment with a low signal level or a

multipath environment, it is possible to detect the current Doppler frequency with a high degree of accuracy.

[0116] In addition, according to the present invention, detecting the current Doppler frequency at a portable communication terminal and using, for example, a control channel of an uplink, the base station side is notified of the value of the Doppler frequency itself or the information if the closed loop transmission diversity should be carried out. Therefore, the base station can accurately and effectively use the closed loop transmission diversity. Further, since the portable communication terminal optimum-controls the reception property in accordance with a response from the base station side, it is possible to secure a good reception property.

What is claimed is:

1. A circuit for detecting a shifted frequency, comprising:
 - a path selection unit for measuring a delay profile of a spread signal that has passed through a plurality of paths, and searching and selecting an optimum path from among said plurality of paths;
 - a plurality of finger processing units for reverse spreading the spread signal of each path, which is allocated by said path selection unit, by a spread code replica, obtaining a channel estimated value including at least phase variation component with respect to said path by using a given pilot symbol that is included in the signal after the reverse spread, and carrying out coherent detection by using said channel estimated value;
 - a phase difference measuring unit for measuring a phase difference from each phase variation component by each of said finger processing units;
 - a path timing difference measuring unit for measuring a periodical path timing difference depending on said delay profile;
 - a frequency error detecting unit for detecting a frequency error of said signal by using said path timing difference and said phase difference; and
 - a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency on the basis of said frequency error.
2. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, further comprising:
 - an average processing unit for averaging the frequency error from said frequency error detecting unit; and
 - a calculating unit for obtaining a difference between the frequency error after said averaging and a current frequency error, wherein:
 - said Doppler frequency detecting unit generates information representing said Doppler frequency on the basis of the frequency error after said calculation by said calculating unit.
3. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - said phase difference measuring unit measures said phase difference by using only a phase variation component from said finger processing unit, to which a path having the maximum signal amplitude is allocated.
4. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - said phase difference measuring unit measures said phase difference by using a signal that is obtained by combining said each phase variation component in a maximum ratio corresponding to a signal amplitude of each path, which is allocated to each of said finger processing units.
5. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - each slot is provided with a plurality of said pilot symbols;
 - said phase difference measuring unit obtains a first phase difference that is measured from a phase variation component between respective pilot symbols within one slot and a second phase difference that is measured from a phase variation component between respective pilot symbol groups within at least two slots; and
 - said frequency error detecting unit detects a large frequency error by using said first phase difference and detects a minute frequency error by using said second phase difference.
6. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - said path timing difference measuring unit measures said path timing difference by using only a delay profile corresponding to a path having a maximum signal amplitude, which exceeds a given threshold.
7. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - said path timing difference measuring unit measures a path timing difference with respect to all paths having a signal amplitude exceeding a given threshold and combining each path timing difference in a maximum ratio corresponding to the signal amplitude of each path.
8. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, wherein:
 - said path selection unit averages said delay profile by a time period which is arbitrarily settable.
9. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 1, further comprising:
 - a combining unit for combining a signal after a coherent detection by each of finger processing units in a maximum ratio; and
 - a measuring unit for measuring a signal-to-interference ratio by using said signal combined in the maximum ratio, wherein:
 - said phase difference measuring unit generates reliability information of said phase difference by a measured value from said measuring unit to add the reliability information to said phase difference.
10. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 9, wherein:
 - said path timing difference measuring unit generates reliability information of said measured path timing difference and weights said measured path timing difference by said reliability information.
11. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 10, wherein:
 - said frequency error detecting unit compares the reliability information added to said phase difference with the

reliability information added to said path timing difference and detects a frequency error by using either one of said phase difference and said path timing difference, which has a higher reliability.

12. The circuit for detecting a shifted frequency according to claim 10, wherein:

said frequency error detecting unit combines said phase difference and said path timing difference in the maximum ratio by using the reliability information added to said phase difference and the reliability information added to said path timing difference as weight, respectively, and detects a frequency error from the information after said combining in the maximum ratio.

13. A method for detecting a shifted frequency, comprising the steps of:

measuring a delay profile of a spread signal that has passed through a plurality of paths, and searching and selecting an optimum path from among said plurality of paths;

reverse spreading the spread signal of each path, which is allocated by said path selection, using a spread code replica, and obtaining a channel estimated value including at least phase variation component with respect to said path by using a given pilot symbol that is included in the signal after the reverse spread;

carrying out finger processing to perform coherent detection by using said channel estimated value;

measuring a phase difference from each phase variation component based on each finger processing;

measuring a periodical path timing difference by said delay profile;

detecting a frequency error of said signal by using said path timing difference and said phase difference; and

detecting a Doppler frequency on the basis of said frequency error.

14. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, further comprising the steps of:

averaging said frequency error; and

obtaining a difference between the frequency error after said averaging and a current frequency error, wherein:

upon detecting said Doppler frequency, information representing said Doppler frequency is generated on the basis of the frequency error after obtaining the difference.

15. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

upon measuring said phase difference, said phase difference is measured by using only a phase variation component by the finger processing, to which a path having a maximum signal amplitude is allocated.

16. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

upon measuring said phase difference, said phase difference is measured by using a signal that is obtained by combining said each phase variation component in a maximum ratio corresponding to a signal amplitude of each path, which is allocated by each of said finger processing.

17. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

each slot is provided with a plurality of said pilot symbols, upon measuring the phase difference, a first phase difference that is measured from a phase variation component between respective pilot symbols within one slot and a second phase difference that is measured from a phase variation component between respective pilot symbol groups within at least two slots are obtained, and

upon detecting said frequency error, a large frequency error is obtained by using said first phase difference, and a minute frequency error is obtained by using said second phase difference.

18. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

upon measuring said path timing difference, said path timing difference is measured by using only a delay profile corresponding to a path having a maximum signal amplitude, which exceeds a given threshold.

19. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

upon measuring said path timing difference, a path timing difference with respect to all paths having a signal amplitude exceeding a given threshold is measured and each path timing difference is combined in a maximum ratio corresponding to the signal amplitude of each path.

20. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, wherein:

upon said path selection, said delay profile is averaged by a time period which is arbitrarily settable.

21. The method for detecting a shifted frequency according to claim 13, further comprising the steps of:

combining a signal after a coherent detection by each of said finger processing in a maximum ratio; and

measuring a signal-to-interference ratio by using said signal combined in the maximum ratio, wherein:

upon measuring said phase difference, reliability information of said phase difference is generated from the measured value of the signal-to-interference ratio to add the reliability information to said phase difference.

22. The method for detecting a shifted frequency according to claim 21, wherein:

upon measuring said path timing difference, reliability information of said measured path timing difference is generated; and said measured path timing difference is weighted depending on said reliability information.

23. The method for detecting a shifted frequency according to claim 22, wherein:

upon detecting said frequency error, the reliability information added to said phase difference is compared with the reliability information added to said path timing difference; and a frequency error is detected by using either one of said phase difference and said path timing difference, which has a higher reliability.

24. The method for detecting a shifted frequency according to claim 22, wherein:

upon detecting said frequency error, said phase difference and said path timing difference are combined in a maximum ratio by using the reliability information added to said phase difference and the reliability information added to said path timing difference as weight, respectively, and a frequency error is detected from the value after being combined at the maximum ratio.

25. A portable communication apparatus having a circuit for detecting a shifted frequency, comprising:

- a transmission and reception circuit for transmitting and receiving a signal that is spread by a spread code to and from a base station;
- a path selection unit for measuring a delay profile of a received signal that has passed through a plurality of paths and has been received, and searching and selecting an optimum path from among said plurality of paths;
- a plurality of finger processing units for reverse spreading a spread signal of each path, which is allocated by said path selection unit, using a spread code replica, obtaining a channel estimated value including at least phase variation component with respect to said path by using a given pilot symbol that is included in the signal after the reverse spread, and carrying out coherent detection by using said channel estimated value;
- a phase difference measuring unit for measuring a phase difference from each phase variation component by each of said finger processing units;
- a path timing difference measuring unit for measuring a periodical path timing difference depending on said delay profile;
- a frequency error detecting unit for detecting a frequency error of said signal by using said path timing difference and said phase difference; and
- a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency on the basis of said frequency error.

26. A portable communication apparatus, according to claim 25, wherein:

said path selection unit measures said delay profile by using a signal of a given common control channel as a phase reference for a downlink from the base station.

27. A portable communication apparatus, according to claim 25, wherein:

said path timing difference measuring unit measures said path timing difference by using a signal of a given common control channel as a phase reference for a downlink from the base station.

28. A portable communication apparatus, according to claim 25, wherein:

said phase difference measuring unit measures said phase difference from said phase variation component that is obtained from said pilot symbol that is included in a given individual channel of a downlink from the base station.

29. A portable communication apparatus, according to claim 25, further comprising:

a reference frequency signal generating unit for generating a reference frequency signal to be used upon said transmission and reception; and

an average processing unit for averaging a frequency error from said frequency error detecting unit; and

a frequency correction amount calculating unit for generating a correction amount to correct said reference frequency signal from the frequency error after said averaging.

30. A portable communication apparatus, according to claim 29, wherein:

said average processing unit averages said frequency error by a time period which is arbitrarily settable.

31. A portable communication apparatus, according to claim 25, further comprising:

a control information generating unit for generating control information to be used for at least control channel of an uplink; and

a control unit for controlling a transmission and reception property of said transmission and reception circuit, wherein:

said control information generating unit notifies said base station side of information in accordance with said detected Doppler frequency by inserting the information into a given individual control channel of an uplink, and

said control unit optimum-controls a reception property of said transmission and reception circuit in response to a reply from the base station corresponding to said notification.

32. A portable communication apparatus, according to claim 25, further comprising:

a control information generating unit for generating control information to be used for at least an uplink control channel; and

a control unit for controlling a transmission and reception property of said transmission and reception circuit, wherein:

said control information generating unit judges whether or not a closed loop transmission diversity should be carried out in accordance with said detected Doppler frequency, notifies said base station side of information in accordance with its detection result by inserting the information into a given individual uplink control channel, and

said control unit optimally controls a reception property of said transmission and reception circuit in response to a reply from the base station corresponding to said notification.

33. A portable communication apparatus, comprising:

a transmitting and receiving unit for transmitting and receiving a signal that is spread by a spread code to and from a base station;

a control unit for controlling a transmission and reception property of said transmitting and receiving unit;

a control information generating unit for generating control information to be used for at least an uplink control channel;

a Doppler frequency detecting unit for detecting a Doppler frequency of a received signal; and

a determination unit for determining whether or not a closed loop transmission diversity should be carried out in accordance with said detected Doppler frequency, wherein:

said control information generating unit notifies said base station side of information corresponding to

said determination result by inserting the information into the uplink control channel, and

said control unit optimum-controls a reception property of said transmitting and receiving unit in response to a reply from said base station corresponding to said notification.

* * * * *